

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Jean-Yves DELABBAYE, et al.

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: DEVICE FOR THE ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC SIGNALS

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231



SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

| <u>COUNTRY</u> | <u>APPLICATION NUMBER</u> | <u>MONTH/DAY/YEAR</u> |
|----------------|---------------------------|-----------------------|
| FRANCE | 00 09131 | July 12, 2000 |

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)
 - ☐ are submitted herewith
 - ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak
Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland
Registration Number 21,124



22850

This Page Blank (uspto)

BREVET D'INVENTION

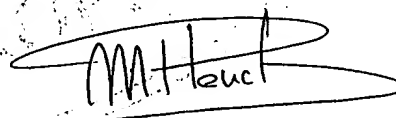
CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 15 JUIN 2001

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets



Martine PLANCHE

THIS PAGE BLANK (USPTO)



26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

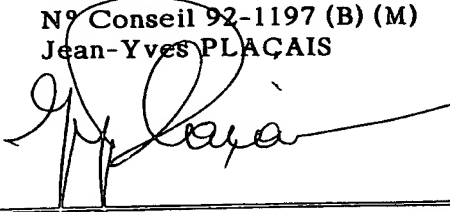

cerfa
N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

08 540 W / 260899

| | | | |
|---|----------------------|---|----------|
| Remise des pièces DATE 12 JUIL 2000 LIEU 75 INPI PARIS N° D'ENREGISTREMENT 0009131 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 12 JUIL 2000 | | 1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE CABINET NETTER 40 rue Vignon 75009 PARIS | |
| Vos références pour ce dossier (facultatif) THOMSON Aff. 594 (16459) | | | |
| Confirmation d'un dépôt par télécopie <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie | | | |
| 2 NATURE DE LA DEMANDE | | Cochez l'une des 4 cases suivantes | |
| Demande de brevet | | <input checked="" type="checkbox"/> | |
| Demande de certificat d'utilité | | <input type="checkbox"/> | |
| Demande divisionnaire | | <input type="checkbox"/> | |
| Demande de brevet initiale | | N° | Date / / |
| ou demande de certificat d'utilité initiale | | N° | Date / / |
| Transformation d'une demande de brevet européen | | <input type="checkbox"/> | Date / / |
| Demande de brevet initiale | | N° | Date / / |
| 3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Dispositif pour l'analyse de signaux électromagnétiques. | | | |
| 4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE | | Pays ou organisation Date / / N° Pays ou organisation Date / / N° Pays ou organisation Date / / N° <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite» | |
| 5 DEMANDEUR | | <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite» | |
| Nom ou dénomination sociale | | THOMSON-CSF | |
| Prénoms | | | |
| Forme juridique | | Société Anonyme | |
| N° SIREN | | | |
| Code APE-NAF | | | |
| Adresse | Rue | 173 boulevard Haussmann | |
| | Code postal et ville | 75008 | PARIS |
| Pays | | France | |
| Nationalité | | française | |
| N° de téléphone (facultatif) | | | |
| N° de télécopie (facultatif) | | | |
| Adresse électronique (facultatif) | | | |

| | | | | | |
|--|----------------------|------------------|---|-------------------|--|
| REMISE DES PIÈCES DATE 12 JUIL 2000 LIEU 75 INPI PARIS N° D'ENREGISTREMENT 0009131 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI | | Réservé à l'INPI | | DB 540 W / 260899 | |
| Vos références pour ce dossier : (facultatif) | | | THOMSON Aff. 594 (16459) | | |
| 6 MANDATAIRE | | | | | |
| Nom | | | PLAÇAIS | | |
| Prénom | | | Jean-Yves | | |
| Cabinet ou Société | | | Cabinet NETTER | | |
| N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel | | | | | |
| Adresse | Rue | | 40 rue Vignon | | |
| | Code postal et ville | | 75009 | PARIS | |
| N° de téléphone (facultatif) | | | 01 47 42 02 23 | | |
| N° de télécopie (facultatif) | | | 01 47 42 60 02 | | |
| Adresse électronique (facultatif) | | | | | |
| 7 INVENTEUR (S) | | | | | |
| Les inventeurs sont les demandeurs | | | <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur(s) séparée | | |
| 8 RAPPORT DE RECHERCHE | | | Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation) | | |
| Établissement immédiat ou établissement différé | | | <input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> | | |
| Paiement échelonné de la redevance | | | Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non | | |
| 9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES | | | Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt (joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence) : | | |
| Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes | | | | | |
| 10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) | | | N° Conseil 92-1197 (B) (M) Jean-Yves PLAÇAIS  | | VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI  |

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

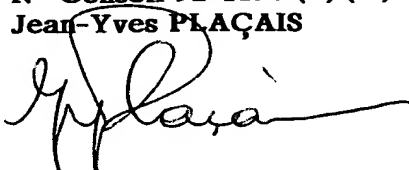
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° **1. / 1.**

(Si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W / 260899

| | | | |
|--|-----------------------------|---|----------------|
| Vos références pour ce dossier (facultatif) | | THOMSON-CSF Aff. 594 | |
| N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL | | N° 00 09131 du 12 juillet 2000 | |
| TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) | | | |
| Dispositif pour l'analyse de signaux électromagnétiques. | | | |
| LE(S) DEMANDEUR(S) : | | | |
| THOMSON-CSF | | | |
| DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite «Page N° 1/1» S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages). | | | |
| Nom | | DELABBAYE | |
| Prénoms | | Jean-Yves | |
| Adresse | Rue | 13 avenue du Président Salvador Allende | |
| | Code postal et ville | 94117 | ARCUEIL |
| Société d'appartenance (facultatif) | | | |
| Nom | | COUDERETTE | |
| Prénoms | | André | |
| Adresse | Rue | 13, avenue du Président Salvador Allende | |
| | Code postal et ville | 94117 | ARCUEIL |
| Société d'appartenance (facultatif) | | | |
| Nom | | | |
| Prénoms | | | |
| Adresse | Rue | | |
| | Code postal et ville | | |
| Société d'appartenance (facultatif) | | | |
| DATE ET SIGNATURE(S) DU (DES) DEMANDEUR(S) OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) | | Paris, le 18 mai 2001 N° Conseil 92-1197 (B) (M) Jean-Yves PLAÇAIS  | |

Dispositif pour l'analyse de signaux électromagnétiques.

- 5 L'invention concerne l'analyse de signaux électromagnétiques a priori inconnus.

De façon générale, on sait convertir un signal électromagnétique reçu ("signal réel") en un signal complexe, représentatif en amplitude et phase du signal électromagnétique reçu. Ceci se fait en pratique après avoir réduit la fréquence, pour descendre généralement jusqu'en bande de base. Le signal complexe possède deux composantes, l'une en phase et l'autre en quadrature, à la manière des nombres complexes, d'où son nom.

Les techniques actuellement disponibles pour l'analyse de signaux inconnus consistent à rechercher dans le signal reçu des attributs invariants, par translation de fréquence ou de niveau, notamment. Elles peuvent faire intervenir une transformation de Fourier, ou bien une transformation de type "ondelettes", ou encore une transformation de WIGNER-VILLE, par exemple.

- 25 Bien que l'état de la technique soit difficile à percevoir exactement en la matière, la Demanderesse considère actuellement comme connu de rechercher une estimée de la moyenne de la "fréquence instantanée", et d'effectuer une démodulation du signal par cette fréquence. Cela pourra être utilisé dans la mise en oeuvre de l'invention.

La Demanderesse s'est posé le problème d'obtenir des moyens qui aident à trouver le message contenu dans un signal, ou même permettent de trouver complètement ce message, lorsqu'on ne sait rien sur la modulation exacte et l'alphabet de symboles utilisés à l'émission, quand, par exemple, la modulation est numérique.

Elle s'est intéressée à certains types généraux de modulation, en particulier à la modulation numérique linéaire, pour

lesquels elle a trouvé des solutions, qui sont les éléments constitutifs de la présente invention.

L'invention porte donc, notamment, sur un dispositif d'aide
5 à l'analyse de signaux contenant une modulation numérique par des symboles. Ce dispositif comprend:

- une mémoire de signal, pour stocker un signal numérique complexe ($z(t)$), représentatif en amplitude et phase d'un signal capté, sur une durée choisie, et
- 10 - des moyens de traitement, agencés pour rechercher dans le signal complexe des propriétés relatives à sa fréquence porteuse et à la modulation de celle-ci, en fonction d'un modèle de modulation, en particulier linéaire.

15 Selon un premier aspect de l'invention, les moyens de traitement comprennent des moyens pour déterminer une estimée du rythme ($1/T$) de la modulation, et des moyens de projection, agencés pour calculer les composantes ($z_p(k)$) du signal complexe dans une base de fonctions ($\varphi_i(t)$), laquelle est
20 paramétrée selon ledit rythme ($1/T$) de la modulation, et des moyens de calcul, opérant sur ces composantes, afin de déterminer au moins une estimée relative à au moins une propriété du signal complexe, dans le groupe de propriétés comprenant la forme d'impulsion élémentaire ($g(t)$) du signal
25 complexe, la suite des symboles ($a(k)$) du signal complexe et la porteuse f_0 utilisée.

Avantageusement:

- la base de fonctions est paramétrée pour présenter au moins
30 deux échantillons par période (T) de la modulation, et plus généralement q échantillons par période ($q \in \mathbb{N}$ et $q \geq 2$);
- elle comprend au moins deux fonctions ($\varphi_1(t), \dots, \varphi_b(t)$) se déduisant l'une de l'autre par une translation temporelle de période choisie ($T/2$ ou plus généralement T/q , $q \in \mathbb{N}$ et $q \geq 2$);
- 35 - elle peut être fondée notamment sur des fonctions rectangulaires temporellement adjacentes les unes aux autres, ou encore sur des fonctions du type "cosinus surélevé".

Dans un mode de réalisation actuellement préféré, les moyens de projection comprennent:

- des moyens définissant un filtre numérique, ayant une réponse impulsionnelle sensiblement égale à l'une desdites fonctions, ce filtre numérique recevant le signal complexe, et
- des moyens d'échantillonnage numérique répété de la sortie de ce filtre à une cadence choisie ($2/T; q/T$, $q \in \mathbb{N}$ et $q \geq 2$), suivant le type de base choisie.

10

Selon un autre aspect de l'invention, les moyens de traitement sont agencés pour déterminer une estimée approchée f_a de la fréquence porteuse f_0 du signal complexe, ainsi que pour démoduler ce signal complexe par cette estimée f_a . Les moyens de projection sont alors agencés pour opérer sur le signal complexe ($z(t)$) après sa démodulation par cette estimée approchée, tandis que ladite base de fonctions est de basse fréquence, sensiblement comme le spectre du signal complexe qui, après démodulation, est lui aussi basse fréquence.

20

Selon encore un autre aspect de l'invention, les moyens de calcul comprennent des moyens de calcul matriciel sur lesdites composantes.

De préférence, on calcule d'abord une solution particulière du couple d'inconnues ($g_p(t)$, $a(k)$) du modèle du signal après projection, sous la forme d'une fonction de support minimal ($h_{pm}(t)$), assortie d'un train de symboles ($c_m(k)$). De ce résidu, on pourra tirer un résidu de filtrage (α_i), qui, associé à la forme d'impulsion de support minimal, donnera une estimée de $g(t)$. On verra qu'on peut en tirer ensuite les symboles ($a(k)$) du signal initial.

Exprimée ci-dessus en termes de dispositif, l'invention peut aussi être définie sous la forme de procédés.

35

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée qui va suivre, ainsi que des dessins annexés, sur lesquels :

- la figure 1 illustre schématiquement, sous forme de diagramme-blocs, le principe du passage en signal complexe (100);
- 5 - la figure 1A illustre schématiquement un premier mode de réalisation permettant de mettre en oeuvre le principe du passage en signal complexe de la figure 1;
- la figure 1B illustre schématiquement un second mode de
- 10 réalisation permettant de mettre en oeuvre le principe du passage en signal complexe de la figure 1;
- la figure 2A illustre un exemple de fonction de modulation élémentaire sous la forme d'une impulsion en "racine de
- 15 cosinus surélevé", en fonction du temps exprimé en périodes T;
- la figure 2B illustre une superposition de signaux $a(k)g(t-kT)$ (ou symboles) émis successivement, en fonction du temps
- 20 exprimé en périodes T;
- la figure 2C illustre la résultante des signaux de la figure 2B;
- 25 - la figure 2D illustre une répartition de symboles (ou constellation) dans le plan complexe, dite "alphabet";
- la figure 3 illustre les principales étapes (ou stades) de traitement du procédé selon l'invention;
- 30 - les figures 4A à 4D illustrent respectivement une réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas réel classique, une fonction de transfert du filtre de la figure 4A, un spectre de signal d'entrée, et le spectre du signal complexe du
- 35 filtre ayant la fonction de transfert de la figure 4B;
- les figures 5A à 5D illustrent respectivement le spectre d'un signal obtenu à partir d'une FFT, un filtrage non linéaire de la sortie de la FFT de la figure 5A, un exemple

de traitement des raies de la figure 5B, et un exemple d'estimation de la raie en $+ 1/T$ de la figure 5C;

5 - la figure 6 illustre sous forme d'étape un exemple de traitement permettant d'obtenir la valeur $1/T$ de la raie isolée de la figure 5D;

10 - les figures 7A à 7D illustrent respectivement un exemple de signal défini par un nuage de points dans le plan complexe, le spectre du signal complexe de la figure 7A, le spectre du signal complexe de la figure 7B après démodulation, et la densité spectrale du signal de la figure 7A avant et après démodulation;

15 - les figures 8A et 8B illustrent respectivement les projections de h_m et du signal dans une base de fonctions choisie;

20 - la figure 8C illustre une approximation des fonctions $g_m(t)$ dans la base de fonctions choisie aux figures 8A et 8B;

- la figure 9 illustre sous forme d'étapes un exemple du déroulement des traitements visant à estimer $h_m(t)$;

25 - les figures 10A à 10C illustrent respectivement le spectre de la fonction de transfert du filtre de réponse impulsionnelle pour un signal centré du type de celui de la figure 7C et pour un premier type de base, le spectre de la fonction de transfert de fonctions φ en cosinus surélevés, et le spectre de la fonction de transfert du filtre de réponse impulsionnelle correspondant à la figure 10B;

- la figure 11 illustre l'approximation de $h_m(t)$ par sa projection $h_{pm}(t)$ dans la base de fonctions de la figure 10C;

35 - la figure 12 illustre la répartition des valeurs propres de la matrice M_{L1} , rangées par ordre décroissant de grandeur en abscisse, lorsque la projection correspond à un filtrage suivi d'un échantillonnage à $q = 2$ points par symboles;

- la figure 13 illustre la répartition des valeurs propres de la matrice M_{L1} , rangées par ordre décroissant de grandeur en abscisse, lorsque la projection correspond à un filtrage suivi d'un échantillonnage à $q > 2$ points par symboles;

5

- les figures 14A à 14C illustrent respectivement, en fonction du temps exprimé en périodes T , la fonction $h_{pm}(t)$, le résidu de filtrage, et la fonction élémentaire de modulation modulée $g_{pm}(t)$;

10

- la figure 15 illustre sous forme d'étapes un exemple du déroulement des traitements visant à estimer les symboles $a_m(k)$ à partir des trains de symboles possibles;

15

- la figure 16 illustre un exemple de dispersion du fait du bruit des symboles $a(k)$, dans le plan complexe et pour une plage de fréquence (résidu de fréquence) bien centrée;

20

- la figure 17 illustre un second exemple de dispersion du fait du bruit des symboles $a(k)$, dans le plan complexe et pour une plage de fréquence mal centrée;

25

- la figure 18 est une représentation tri-dimensionnelle de la densité de probabilité des symboles $a(k)$ de la figure 16;

- la figure 19 est une représentation tri-dimensionnelle de la densité de probabilité des symboles $a(k)$ de la figure 17;

30

- la figure 20 illustre sous forme d'étapes un exemple du déroulement des traitements visant à estimer la position des états possibles; et

35

- la figure 21 illustre sous forme d'étapes un exemple du déroulement des traitements visant à estimer la suite des symboles effectivement émise, à partir du train de symboles bruités $a(k)$ et des états possibles des symboles e_i calculés en référence à la figure 20.

Les dessins annexés sont, pour l'essentiel, de caractère certain. En conséquence, ils pourront non seulement servir à mieux faire comprendre la description, mais aussi contribuer à la définition de l'invention, le cas échéant.

5

Les expressions mathématiques élaborées, ou qui interviennent répétitivement, sont regroupées dans une annexe qui fait partie de la description. Elles sont désignées par la lettre E, suivie d'un nombre de référence.

10

Dans ces expressions, le vecteur unitaire des imaginaires complexes est classiquement noté j , avec $j^2 = -1$. Par ailleurs, le symbole "i", mis en indice ou comme variable de sommation, est utilisé à plusieurs reprises, avec des significations différentes; en effet, le nombre important de relations invoquées ne permet pas d'utiliser systématiquement une lettre différente à chaque fois, et le contexte lève en principe toute ambiguïté. De même, les ensembles des valeurs prises par les variables i, k, t, \dots ne sont pas généralement explicités, sauf lorsque que cela s'avère nécessaire. Ces ensembles se déduisent du contexte en prenant toutes les valeurs possibles sur la totalité de la durée du signal analysé. Les expressions des valeurs minimales et maximales en fonction des inconnues des modèles ne présente pas d'intérêt pratique dans l'algorithme. En outre, le symbole * en exposant indique le conjugué d'un nombre complexe; s'il s'agit d'une matrice, il indique sa transposée conjuguée. Enfin, deux caractères adjacents peuvent indiquer un produit, si le contexte indique qu'ils relèvent de deux variables différentes : par exemple, le produit de 2 par $L1$ est noté $2L1$ ou $2.L1$.

Les mots "estimer" et "estimation" visent l'évaluation d'une grandeur inconnue, sans aucun a priori sur la précision de cette évaluation.

35

Enfin, pour alléger l'écriture et la description, le bruit n'est pas pris en compte dans les expressions mathématiques données ci-après.

L'invention concerne l'analyse de signaux de communication. Dans ce domaine, on part d'un signal de communication capté, dont on s'efforce de déterminer le contenu informatif brut (c'est-à-dire indépendamment d'un éventuel chiffrement). On suppose que le signal capté a été enregistré, et qu'il est analysé en temps différé.

Selon l'ouvrage "Digital Communications", John G. PROAKIS, (Chapitre "Representation of digitally modulated signals", p. 163, seconde édition, Mc Graw Hill Book Company), un signal correspondant à une modulation numérique linéaire se modélise de la manière indiquée dans la relation E1 (voir l'annexe où sont regroupées la plupart des formules), relation dans laquelle :

- les $a(k)$ (k entier positif) sont les symboles d'information transmis, qui ne peuvent prendre qu'un nombre fini de valeurs possibles, ou états,
- $g(t)$ est la fonction de modulation élémentaire (ou "forme d'impulsion élémentaire"), appliquée à chaque symbole,
- $1/T$ est le rythme d'émission des symboles, et
- f_0 est la fréquence porteuse utilisée.

La fonction de modulation élémentaire (c'est-à-dire appliquée pour chaque symbole) est par exemple une forme d'impulsion en "racine de cosinus surélevé" (Fig. 2A). Une telle forme d'onde est décrite par exemple dans l'ouvrage précité de Proakis, page 536. Le plus souvent, les fonctions de modulation élémentaire rencontrées en pratique, ont, comme dans l'exemple ci-dessus, des longueurs plus grandes que T . Il en découle que les différents signaux $a(k)g(t-kT)$ (ou symboles) émis successivement toutes les T secondes se superposent partiellement (Fig. 2B). D'après la résultante de cette superposition (Fig. 2C), il est clair que ce phénomène contribue largement à rendre difficile l'analyse du type de modulation.

Par ailleurs, les symboles utilisés sont choisis dans un alphabet ou constellation de symboles (exemple en figure 2D), eux aussi exprimés en notation complexe.

La Demanderesse s'est posé le problème de déterminer quel est le type de modulation employé dans un message capté, pour déterminer ensuite les paramètres utilisés pour cette modulation, jusqu'à l'état (ou valeur) de la suite de symboles effectivement transmis.

La présente invention vient proposer une solution applicable notamment au modèle de modulation numérique linéaire évoqué ci-dessus, lequel sera utilisé dans les exemples donnés ci-après. Il est rappelé que font partie notamment de ce modèle de modulation numérique linéaire :

- la modulation par codage à saut de phase (PSK pour "phase shift keying"),
- la modulation par codage à saut d'amplitude (ASK pour "amplitude shift keying"), et
- la modulation d'amplitude en quadrature (QAM pour "Quadrature Amplitude Modulation").

Avant d'en aborder la description détaillée, on énoncera d'abord les traitements proposés d'une manière générale.

Au niveau du principe, on estime d'abord les différentes inconnues du modèle, en supposant que le signal intercepté correspond bien à une modulation numérique linéaire; ensuite, à partir de ces estimées, on validera ou non cette hypothèse.

Pour y arriver, la Demanderesse s'est intéressée d'une part aux techniques de calcul matriciel sur des nombres complexes (algèbre linéaire), d'autre part à des aspects statistiques du traitement de signal.

Les symboles contenus dans le signal de départ sont tirés d'un "alphabet" de symboles a priori inconnu, avec une modulation élémentaire (la modulation appliquée à chaque symbole) qui est également inconnue.

Cependant, la Demanderesse a tout d'abord observé que, le signal de départ étant de durée finie, le nombre de symboles successifs qu'il contient est également fini. La Demanderesse

a alors pensé qu'après avoir supposé que ce signal de départ vérifie le modèle de modulation numérique linéaire, il doit exister un moyen - au moins - de retrouver la suite des symboles, en s'intéressant au nombre de degrés de liberté (ou paramètres) qui sont nécessaires pour obtenir une représentation du signal de départ (après démodulation approximative dans l'exemple décrit).

La Demanderesse a recherché un tel moyen. Ce faisant, elle s'est intéressée tout d'abord à la manière de représenter le signal de départ (de préférence après une première démodulation). Comme on le verra ci-après, elle a trouvé des "bases de fonctions" qui permettent, par "projection", de représenter la plupart des signaux que l'on peut rencontrer en pratique, et ceci avec une perte d'informations minime, négligeable en l'espèce.

À partir de là, elle a développé une technique, non limitative, reposant sur des propriétés intéressantes d'une solution particulière du modèle de modulation numérique linéaire; pour la détermination des symboles, la Demanderesse s'appuie également sur le fait que ceux-ci sont décorrélés ou faiblement corrélés entre eux.

Ladite solution particulière, sur laquelle on reviendra ci-après, est unique, et permet d'engendrer, par des combinaisons linéaires, toutes les solutions possibles, comme on le verra également. Il s'agit de la solution $h_m(t)$ dont la longueur du support est la plus petite.

On sait que, mathématiquement, le "support" d'une fonction $f(x)$ peut être défini comme l'ensemble des valeurs de la variable x pour lesquelles la fonction $f(x)$ est différente de zéro. On traite ici de fonctions du temps représentant un signal de durée finie. Ainsi, le signal $z(t)$ a un support borné; de même, la fonction de modulation élémentaire modulée $g_m(t)$ a un support borné, que l'on peut appeler "longueur temporelle" de la modulation élémentaire. De son côté, le support de la fonction $h_m(t)$, c'est à dire la longueur de

l'intervalle de temps sur lequel $h_m(t)$ est non nulle, est au plus égal à la longueur temporelle de la modulation élémentaire. On le comprend, du fait que la modulation élémentaire doit pouvoir se décomposer selon la fonction $h_m(t)$.

5 On verra encore qu'après application de cette solution $h_m(t)$ de support minimal, les symboles $c_m(k)$ associés à cette solution particulière s'expriment d'une manière relativement simple en fonction des vrais symboles $a(k)$ du résidu de
10 porteuse $\Delta f_0 = f_0 - f_a$ et d'un résidu de filtrage α_i , et permettront d'accéder à ces inconnues.

Il serait concevable de travailler sur la base d'une solution autre que celle de "support minimal", mais l'expression du
15 résidu serait alors plus compliquée.

Les différents stades du traitement décrit en détail ci-après sont (figure 3):

- passage en signal complexe $z(t)$ (100),
- 20 - estimation du rythme $1/T$ (200),
- estimation "approchée" f_a de la fréquence porteuse f_0 (300),
- démodulation du signal complexe $z(t)$ par cette fréquence porteuse approchée f_a (400),
- estimation de la fonction $h_{pm}(t)$ (500, 501, 510, 520),
- 25 - estimation des symboles modulés $c_m(k)$ associés à $h_{pm}(t)$ (610),
- estimation du résidu de filtrage α_i et des symboles $a_m(k)$ à partir des symboles $c_m(k)$ (650),
- estimation du résidu de porteuse Δf_0 (700),
- 30 - démodulation des symboles $a_m(k)$ par le résidu de porteuse (800), afin qu'il ne reste que des symboles $a(k)$,
- estimation des états ou valeurs possibles e_i des symboles $a(k)$ à l'aide de l'alphabet (900),
- estimation du train de symboles effectivement émis $e(k)$ en
35 fonction des états possibles (950),
- détermination de l'adéquation du modèle d'une modulation numérique linéaire (990), utilisant les paramètres estimés précédemment (validation ou non de l'hypothèse).

Pour faciliter la compréhension, on décrira l'ensemble des traitements, depuis la réception du signal électromagnétique. Mais il doit être clair, comme déjà indiqué, que la mise en oeuvre de l'invention peut se faire à partir d'un signal enregistré, ayant déjà subi une partie des traitements, en particulier le passage au signal complexe, auquel cas il est déjà disponible en mémoire 100.

La figure 1 illustre le principe du passage en signal complexe (100). Le signal réel reçu, tel qu'issu d'une antenne 10 se définit par l'expression E1. Pour les traitements, on lui fait subir un filtrage complexe 17, dont la fonction de transfert est adaptée au spectre du signal comme on le verra ci-après. Ce filtrage fournit à un calculateur 20 un signal complexe $z(t)$ possédant une composante "en phase" I et une composante "en quadrature" Q. L'homme du métier sait que ce signal complexe peut être représenté comme les nombres complexes.

Un filtre complexe centré sur une fréquence f_1 peut être défini par sa réponse impulsionnelle, qui correspond à la relation E2 : on part de la réponse impulsionnelle $p(t)$ d'un filtre passe-bas réel classique (Fig. 4A), que l'on multiplie par l'expression E3, d'où le spectre décalé de la figure 4B. Le mot "réel" signifie ici, comme dans la suite, "à valeurs réelles", par opposition aux valeurs complexes. Ainsi, en référence à la figure 1, si le spectre du signal d'entrée est celui de la figure 4C, un filtre ayant la fonction de transfert de la figure 4B donne un signal complexe ayant le spectre de la figure 4D.

Dans un mode de réalisation (figure 1A), on prévoit, après l'amplificateur de réception 11, un ou des étages 13 à fréquence intermédiaire (FI), suivis d'un étage 15 de conversion en bande de base, puis du filtrage complexe 17. La conversion analogique numérique se fait généralement soit à l'entrée de l'étage 15, soit à l'intérieur de celui-ci, soit à sa sortie (avec une cadence d'échantillonnage plus basse dans ce dernier cas).

D'autres techniques sont envisageables pour obtenir le signal complexe, en particulier une transformée de Hilbert (non représentée), ou bien une démodulation complexe IQ en une composante en phase I et une composante en quadrature Q, comme illustré en figure 1B : après un étage 14, où le signal se trouve dans une bande B autour d'une fréquence centrale f_0 , on prévoit un étage 18, avec deux voies de mélangeurs 181 et 182, recevant directement ou en quadrature (étage 180) un signal $\cos 2\pi f_0 t$; les mélangeurs sont suivis de filtres 183 et 185, qui donnent les sorties I et Q, respectivement. La conversion analogique numérique se fait généralement avant ou après l'étage 18.

Le stade 200 consiste en une estimation du rythme $1/T$ de la modulation inconnue qui est présumée exister dans le signal reçu. On décrira maintenant l'une des techniques utilisables à cet effet.

A partir du signal complexe $z(t)$, on forme en 201 (figure 6) le signal $x(t)$ de l'expression E4, où le décalage temporel τ est petit devant la valeur T égale à l'inverse du rythme que l'on cherche. On sait que, pour conjuguer $z(t - \tau)$ dans E4, il suffit de changer le signe de sa composante imaginaire complexe. Le décalage temporel τ peut être choisi égal au pas d'échantillonnage.

La Demanderesse a relevé que le rythme recherché correspond, dans le spectre de ce signal $x(t)$, à une raie de fréquence $(1/T)$. Pour la suite des traitements, il est utile d'estimer la position de cette raie, aussi précisément que possible.

Pour cela, on calcule en 202 le spectre $X(f)$ du signal $x(t)$. Avantageusement, on utilise pour cela une transformée de Fourier rapide (FFT) entrelacée (technique dite du "zero padding", bien connue de l'homme de l'art).

On choisit comme paramètre de la FFT un entrelacement d'au moins 8 (huit).

La sortie de cette FFT (Figure 5A) est ensuite traitée en 203, par exemple conformément à la relation E5 : on norme chaque valeur de $X(f)$ obtenue à une fréquence f par la moyenne des valeurs $X(f)$ obtenues pour des fréquences situées dans une

5 fenêtré de largeur $2\Delta f_i$, centrée autour de f . Ce traitement constitue une sorte de filtrage non linéaire de la sortie de la FFT qui vise à faire ressortir les raies contenues dans ce spectre (Figure 5B). La largeur $2\Delta f_i$ fixe le degré de filtrage obtenu. Ici, elle a été fixée par simulation à 20 fois

10 l'inverse de la durée totale du signal analysé.

Ensuite, en 204, on seuille ce signal de façon à sélectionner les raies qu'il contient, et, en 205, les raies aux fréquences négatives sont ignorées (Fig. 5C).

15 A cause de l'entrelacement de la FFT, il reste plusieurs sous-raies au voisinage de $f = 1/T$ (Fig. 5D). La valeur $1/T$ recherchée est alors estimée à l'étape 206 par une interpolation qui peut consister à ajuster une courbe, du type

20 polynomiale, par exemple, qui passe par les sommets de ces différentes sous-raies et en prenant le maximum de cette courbe.

En parallèle sur l'estimation du rythme de la modulation, on

25 détermine une estimée approchée f_a de la fréquence porteuse f_0 (stade 300). L'estimée approchée est utile, dans la mesure où elle servira à effectuer une première démodulation, qui permet de travailler ensuite à basse fréquence : la base de fonctions sera définie en basse fréquence, et les calculs

30 matriciels seront effectués sur des échantillons également disponibles à basse fréquence.

L'estimée approchée f_a peut être obtenue de différentes manières. La Demanderesse prend de préférence pour f_a la

35 valeur moyenne de la fréquence instantanée du signal. Cette valeur moyenne f_a est par exemple calculée comme suit:

- comme en 201, on prend d'abord le signal $x(t)$ de l'expression E4, puis

- en 311, on calcule la valeur moyenne de la phase de $x(t)$, sur l'ensemble de la durée du signal, et on la divise par $2\pi\tau$.

- 5 Cette technique repose sur le fait que, si τ est petit devant T , l'écart entre la phase du signal $z(t)$ à l'instant t et la phase à l'instant $(t-\tau)$ ne dépend que de τ et f_0 . Comme précédemment, τ peut être choisi égal au pas d'échantillonnage (cas de la figure 6), ou bien calculé en prenant une
- 10 fraction de T petite.

La figure 7A montre un exemple, où $x(t)$ est définie par un nuage de points, correspondant à une valeur moyenne $f_a = 1940$ Hz.

15

- Si l'on a estimé f_a , on procède (stade 400) à une démodulation du signal complexe $z(t)$ par cette estimée approchée f_a de la porteuse f_0 , de manière connue. Numériquement, la démodulation
- 20 consiste en une multiplication complexe du signal $z(t)$ par une expression semblable à E3, où f_1 est remplacée par $-f_a$.

- Après cette démodulation, le spectre initial (Fig. 7B) du signal complexe vient se centrer approximativement sur la fréquence zéro (Fig. 7C). Le décentrage résiduel du spectre
- 25 correspond à un petit résidu de porteuse Δf_0 égal à $f_0 - f_a$. Un exemple est donné en figure 7D, où le trait mixte représente le spectre du signal avant démodulation, tandis que le trait continu représente le spectre du signal après démodulation.

30

- On notera à nouveau $z(t)$ le signal obtenu après démodulation par f_a . Conformément au modèle de modulation numérique linéaire. Ce signal $z(t)$ satisfait désormais la formule E10. La
- 35 Demanderesse a observé que ce signal $z(t)$ peut aussi s'écrire selon l'expression E14, comme une somme de produits dont chacun fait intervenir:

- une fonction de modulation élémentaire modulée $g_m(t)$, définie par la relation E12, et

- une suite de symboles modulés $a_m(k)$, définie par la relation E13.

5 Dans ces expressions et par la suite, l'indice m signifie "modulé", et k va de 1 à k_x , qui est le nombre total de symboles intervenant dans le signal analysé.

La démonstration de ceci passe par la ré-écriture de la formule E10 de la façon exprimée dans la formule E11.

10

On notera que l'expression E14 est "sans porteuse apparente", c'est à dire que le résidu de porteuse Δf_0 n'y apparaît plus explicitement. En effet, il est contenu dans la fonction de modulation élémentaire "modulée" $g_m(t)$ et dans les symboles
15 modulés $a_m(k)$.

Pour accéder aux symboles, il y aura lieu d'estimer cette fonction de modulation élémentaire $g_m(t)$. Sont également inconnus le résidu de porteuse Δf_0 , l'ensemble des symboles
20 utilisés, ou "alphabet", et la suite ou train de symboles précisément contenus dans le signal de départ.

Dans le mode de réalisation décrit, le stade 500 (501-520) consiste en l'estimation de la fonction de modulation
25 élémentaire modulée, c'est à dire de la fonction $g_m(t)$. On en déduira les symboles modulés $a_m(k)$ au stade 600 (610-650) (voir figure 3).

30 Se présente d'abord la difficulté suivante : travailler avec un signal défini pour chaque valeur de t est une tâche difficile, compte-tenu du nombre potentiellement très élevé de valeurs à considérer.

35 La Demanderesse propose de procéder à une approximation, en projetant le signal $z(t)$ sur une « base » de fonctions, choisie à l'avance. Cette base (au sens mathématique du mot) est en fait une famille libre, de préférence orthonormée, de fonctions $(\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_b(t))$.

On choisit une base de fonctions $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_b)$ adaptée au rythme $1/T$ tel qu'estimé précédemment, et construite par exemple de la façon indiquée dans les expressions E25 et E26. Dans ces expressions, $\text{rect}()$ désigne la fonction rectangulaire sur l'intervalle de temps indiqué en dessous. L'entier 5 q est tel que le produit $q.T$ soit sensiblement égal à la longueur du signal analysé. b correspond au nombre de fonctions de base nécessaire pour couvrir toute la durée du signal analysé.

10 D'autres bases de fonctions envisageables seront indiquées plus loin. Toutefois, la Demanderesse considère actuellement que la base de fonctions des expressions E25 et E26 demeure la plus simple, et donne des approximations largement 15 suffisantes pour les signaux rencontrés en pratique.

Quel que soit le mode de réalisation choisi, il existe dans le dispositif une "représentation" de la base de fonctions. C'est ce qui est rappelé par le bloc 501 de la figure 3. En 20 l'espèce, cette représentation est paramétrable par T .

Dans le mode de réalisation décrit en détail ci-après, on utilise la base définie par E25 et E26. On a ainsi deux fonctions de base par intervalle de T secondes : on obtiendra 25 ainsi deux coefficients de projection toutes les T secondes (on dit aussi "deux points par symbole", étant donné que l'on reçoit un symbole toutes les T secondes). On verra plus loin comment l'invention peut s'étendre à des valeurs entières supérieures à 2 ($q \geq 2$).

30 L'approximation commence alors par le calcul de la projection du signal $z(t)$ dans l'espace (également au sens mathématique du mot) engendré par les fonctions $\varphi_i(t)$. Ce signal projeté ne sera alors plus défini que par des coefficients de projec- 35 tion, qui eux, seront en nombre fini, inférieur au nombre d'échantillons temporels du signal $z(t)$.

Le signal $z(t)$ est donc tout d'abord projeté (510, fig. 3) sur la base de fonctions définie par les relations E25 et

E26. Cette projection est notée $z_p(t)$, où l'indice p signifie « projeté ».

La Demanderesse a observé qu'approximer le signal $z(t)$ par sa
 5 projection dans la base des $\varphi_i(t)$ revient à approximer les
 fonctions $g_m(t-kT)$ (k variant) intervenant dans le modèle du
 signal par leurs projections dans cette même "base". On
 choisit la base de telle sorte que toutes les fonctions de
 base se déduisent par translation d'un nombre entier de T
 10 d'un petit nombre de fonctions $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots$ (deux fonc-
 tions pour une base à deux points par symboles, q fonctions
 dans le cas général). La Demanderesse a alors observé que les
 projections des fonctions $g_m(t-kT)$ se déduisent les unes des
 autres par translation de T : elles sont donc définies par les
 15 mêmes coefficients de projection à un décalage près dans le
 temps. Tout se passe comme si on avait approximé la fonction
 inconnue $g_m(t)$ par sa projection dans la base $\varphi_i(t)$, qui
 s'écrit avec un petit nombre de coefficients inconnus, qu'il
 s'agira de trouver.

20 Pour plus de simplicité, on choisit les fonctions $\varphi_1(t),$
 $\varphi_2(t), \dots$ générant la base par translation de kT ($k \in \mathbb{N}$), de
 telle sorte qu'elles se déduisent, elles aussi, par transla-
 tion de $T/2$ (plus généralement de T/q , $q \in \mathbb{N}$) d'une même
 25 fonction $\varphi_i(t)$. On obtient ainsi les bases E25 et E26 (deux
 points par symbole) et E34 et E35 (q points par symbole), où
 les fonctions $\varphi_i(t)$ se déduisent finalement les unes des
 autres par translation respectivement de $kT/2$ et $kT/4$ ($k \in$
 \mathbb{Z}).

30 La Demanderesse a observé en outre que les fonctions $g_m(t)$
 rencontrées en pratique sont suffisamment lisses pour être
 approximées avec peu d'erreurs dans ces bases de fonctions.
 Un exemple schématique d'une telle approximation est illustré
 35 sur la figure 8C.

La Demanderesse a aussi observé que, pour projeter le signal
 $z(t)$ dans la base de fonctions définie par les relations E25
 et E26, il est possible de filtrer le signal par le filtre de

réponse impulsionnelle $\varphi_1(-t)$ (expression E25), puis d'échantillonner la sortie de ce filtre toutes les $T/2$ secondes. Il apparaît donc que la réalisation de cette projection est particulièrement simple.

5

Comme le montre la figure 10A, le signal est centré sur la fréquence zéro et possède, dans les cas pratiques, une bande spectrale de largeur $1/T$. Le filtre de projection est aussi centré sur la fréquence zéro ; par contre, il possède une

10 bande de $2/T$ (à 4 dB). L'homme du métier en déduira, comme cela a déjà été dit pour la fonction $g_m(t)$, que l'approximation faite par cette projection a pour effet que la partie du signal perdue par projection est négligeable.

15

Incidentement, on remarquera des synergies intéressantes de ce mode de réalisation: l'estimation préalable du rythme permet que la projection du signal sur la base de fonctions soit bien synchronisée sur le rythme de modulation ; l'estimation de la moyenne de la fréquence instantanée permet que cette

20 projection se fasse sur une base de fonctions de basse fréquence.

Les travaux de la Demanderesse ont montré qu'avec deux échantillons par symbole (au moins), c'est-à-dire avec au

25 moins deux fonctions de projection toutes les T secondes, il devient possible de trouver des solutions du modèle (de modulation numérique linéaire) qui correspondent au signal de départ, à l'aide de techniques de calcul matriciel (bloc 520, fig. 3).

30

Cependant, lesdits travaux ont montré aussi que, pour un signal de départ donné, la relation E14 admet une multiplicité de couples de solutions possibles.

35

Parmi toutes ces solutions possibles, la Demanderesse s'est attachée à rechercher celle qui vérifie la propriété suivante: il s'agit de la solution donnant des symboles modulés $a_m(k)$ qui, après démodulation, prendront un nombre fini, et le plus petit possible, de valeurs.

Après avoir envisagé d'imposer cette contrainte directement, la Demanderesse préfère actuellement procéder en deux temps, comme on le verra.

- 5 Au moins lorsque $z(t)$ est un signal issu d'une modulation numérique linéaire, la Demanderesse a montré ce qui suit :
- parmi les nombreuses solutions possibles de la modélisation, il n'en existe qu'une seule $(c_m(k), h_m(t))$ vérifiant la relation E20, où h_m est, parmi les fonctions de modulation
 - 10 solutions, celle dont la longueur du support est la plus petite ;
 - en outre, cette solution particulière $(c_m(k), h_m(t))$ engendre l'ensemble des solutions possibles de la façon suivante: si $(a_m(k), g_m(t))$ est une autre solution, alors il existe n
 - 15 coefficients $(\alpha_1, \dots, \alpha_n)$ permettant de vérifier l'expression E21 donnant $g_m(t)$, tandis que les symboles $a_m(k)$ sont définis récursivement, pour tous les k , par l'expression E23.

Elle en a tiré que la fonction de modulation élémentaire

20 modulée $g_m(t)$ peut s'écrire selon l'expression E21, où $h_m(t)$ est l'unique fonction solution de support le plus petit.

S'appuyant sur les remarques qui précèdent, la Demanderesse préconise de décomposer la recherche de la fonction g_m en deux

25 parties:

- dans un premier temps, on recherche la solution $(c_m(k), h_m(t))$ avec la contrainte que $h_m(t)$ ait le support le plus petit possible,
- ensuite, à partir des symboles $c_m(k)$ correspondant à cette
- 30 solution h_m , et se modélisant selon l'expression E23, on estime la deuxième partie de la fonction g_m , à savoir les coefficients (α_i) , qu'on nomme globalement "résidu de filtrage".

35 On modélisera par la suite le signal par le couple de relations E22 et E23, où $h_m(t)$ est la fonction solution de support le plus petit, et les (α_i) sont le résidu de filtrage.

Comme cela a été dit précédemment, approximer le signal $z(t)$ par sa projection dans l'espace des fonctions $\varphi_i(t)$ revient à approximer la fonction $g_m(t)$ par sa projection dans ce même espace. Il en est de même pour la solution particulière $h_m(t)$,
 5 que l'on va remplacer par sa projection dans la base des fonctions $(\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_b(t))$. Cette projection $h_{pm}(t)$ ne sera alors plus définie que par un petit nombre de coefficients de projection.

10 Maintenant, la projection $z_p(t)$ de $z(t)$ ne se modélise plus qu'à partir de la projection $h_{pm}(t)$ de $h_m(t)$. La (petite) partie du signal qui est orthogonale à la « base » de projection est perdue. La base de fonctions E25, E26 a été
 15 choisie de telle sorte que la partie du signal perdue soit suffisamment faible pour les signaux rencontrés en pratique.

On donnera maintenant, en référence à la figure 9, un exemple du déroulement des traitements visant à estimer $h_m(t)$.

20 Tout d'abord, comme déjà indiqué, le signal $z(t)$ est projeté sur la base de fonctions $\varphi_i(t)$. En l'espèce, cela consiste, en 510, à filtrer le signal $z(t)$ par le filtre de réponse impulsionnelle $\varphi_1(-t)$ (expression E25), puis, en 523, à échantillonner la sortie de ce filtre toutes les $T/2$ secondes,
 25 jusqu'à la fin du signal $z(t)$.

On estime ensuite la fonction $h_{pm}(t)$ de support le plus petit, qui soit solution de l'équation E30.

30 La projection $z_p(t)$ du signal $z(t)$ peut s'écrire à partir de ses coefficients de projection $z(k)$ selon la relation E36 (avec p pour projeté).

De son côté, la projection $h_{pm}(t)$ de la fonction de support le plus petit $h_m(t)$ s'écrit selon la relation E37, où L est
 35 la longueur de $h_{pm}(t)$, comptée en nombre de périodes T . Autrement dit, la longueur de $h_{pm}(t)$ est supérieure à $(L-1) \cdot T$ et inférieure ou égale à $L \cdot T$.

Compte-tenu de la cadence de deux échantillons (deux coefficients de projection) par symbole toutes les T secondes, deux échantillons successifs de rang $2k + 1$ et $2k + 2$ de la projection $z_p(t)$ correspondent au couple de valeurs $z(2k+1)$ et $z(2k+2)$, lequel couple se modélise selon les relations E38.

La première étape du traitement consiste à estimer la longueur L de $h_{pm}(t)$.

10 A cet égard, la Demanderesse a remarqué que les longueurs des fonctions de modulation élémentaire $g_m(t)$ rencontrées en pratique sont généralement inférieures à 10 fois T .

On choisit alors une borne supérieure paramétrable L_1 , telle
15 que $L_1 = 10.T$. A chaque rang k , l'étape 525 fait correspondre un vecteur ou matrice unicolonne $Z_{L_1}(k)$ conforme à l'expression E41. Les vecteurs $Z_{L_1}(k)$ correspondent à des tranches de signal $z(t)$ prises entre des instants kT et $(k + L_1)T$. Ce vecteur $Z_{L_1}(k)$ contient $2.L_1$ composantes successives en $r(k)$,
20 allant de $(2.k+1)$ à $(2.k+2.L_1)$. Les vecteurs $Z_{L_1}(k)$ se recouvrent en grande partie les uns les autres: $Z_{L_1}(k+1)$ se déduit de $Z_{L_1}(k)$ en supprimant en haut $z(2k+1)$ et $z(2k+2)$, en faisant remonter les autres éléments de deux cases, et en ajoutant en bas $z(2k+2L_1+1)$ et $z(2k+2L_1+2)$. La construction
25 de ces vecteurs $Z_{L_1}(k)$ à partir des données de base se fait donc avec un entrelacement.

En 527, on forme la matrice carrée M_{L_1} , de dimension $2.L_1$, définie par la relation E42. Il s'agit d'une sorte de matrice
30 de covariance des grandeurs $z(k)$; cependant, à la différence de la covariance habituelle, les vecteurs constitutifs sont entrelacés ; c'est pourquoi la Demanderesse propose de nommer M_{L_1} la "matrice de covariance entrelacée".

35 On calcule en 529 les valeurs propres de M_{L_1} , de manière connue. L'analyse de celles-ci permet d'accéder à la longueur L de la fonction $h_{pm}(t)$, car la Demanderesse a établi que la matrice M_{L_1} possède $L_1 + L - 1$ valeurs propres positives non

nulles, et $L_1 - L + 1$ (inférieur à $L_1 + L - 1$) valeurs propres nulles, en fait presque nulles à cause du bruit.

5 Par exemple, on peut ranger ces valeurs propres par ordre décroissant de grandeur. La répartition des valeurs propres est approximativement donnée par la figure 12, où l'ordonnée est la grandeur des valeurs propres, lesquelles sont rangées par ordre décroissant de grandeur en abscisse. On estime l'indice ou rang de la valeur propre (après tri) qui correspond au point de cassure de la ligne de la figure 12, c'est à dire au point où l'on descend brusquement à des valeurs propres presque nulles, correspondant au bruit. Ce point de cassure est estimé classiquement en utilisant le critère dit "MDL" (pour Minimum Description Length). On pourra se référer à l'article "Detection of Signals by Information Theoretic Criteria", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Avril 1985, p387. L'estimation de ce point de cassure peut être interprété comme l'estimation du rang de la matrice M_{L1} .

20 La longueur L de la fonction $h_{pm}(t)$ est donnée par le rang après tri de la première valeur propre nulle.

25 On forme maintenant en 535 des vecteurs $Z_L(k)$ définis par les $2.L$ composantes consécutives en $z(k)$ de l'expression E44. En 537, on forme, à partir de ces vecteurs $Z_L(k)$, la matrice M_L (dimension $2L \times 2L$) de l'expression E43 (similaire à l'expression E42, mais avec L au lieu de L_1).

30 Cette matrice M_L est une autre "matrice de covariance entrelacée", mais avec un entrelacement restreint à L au lieu de L_1 . Les vecteurs $Z_L(k)$ correspondent à des tranches du signal $z_p(t)$ prises entre les instants kT et $(k + L)T$.

35 Le traitement est alors le suivant. En 539 on détermine la plus faible valeur propre de M_L en calculant, par exemple, comme précédemment, toutes les valeurs propres (qui sont positives à cause de la symétrie hermitienne de M_L) et en les rangeant par ordre décroissant.

En 541, on calcule le vecteur propre associé à cette valeur propre la plus faible. La Demanderesse a en effet établi:

- que la matrice M_L a dans ce cas une seule valeur propre λ presque nulle,

5 - que la grandeur de cette valeur propre permet d'estimer la puissance du bruit $\sigma^2 = \lambda / L$, et

- que le vecteur propre associé à cette valeur propre (expression E45) ne dépend que de la fonction $h_{pm}(t)$, solution ayant le support le plus petit.

10

En 543, les coefficients de projection de $h_{pm}(t)$ sont donc obtenus (au signe près) en prenant dans l'ordre les conjugués complexes des composantes de ce vecteur propre, et en changeant une fois sur deux le signe de ces composantes (on

15

peut travailler au signe près).
On notera au passage que les étapes 535 à 539 sont les mêmes que 525 à 529, en remplaçant L_1 par L . Elles peuvent donc être mises en oeuvre par les mêmes moyens de calcul.

20

Ce traitement peut être interprété comme suit :

- les vecteurs $Z_{L_1}(k)$ correspondent à un découpage du signal $z_p(t)$ en tranches de longueur $L_1.T$, qui se recouvrent;

25 - ces vecteurs sont définis par les $2.L_1$ coefficients de projection $(z(2k + 1), \dots, z(2k + 2L_1))$, qui sont a priori susceptibles de prendre n'importe quelle valeur dans l'espace vectoriel de dimension $2.L_1$ correspondant;

- cependant, sur chaque tranche ce signal $z_p(t)$ devient le signal $u(t)$ conforme à la relation E47, dont les éléments

30 $z_1(t), \dots, z_{L+L_1-1}(t)$ sont définis par les relations E48;

- par conséquent, sur chacune de ces tranches, le signal $z_p(t)$ est toujours une combinaison linéaire des mêmes $(L_1 + L - 1)$ signaux $z_1(t), \dots, z_{L+L_1-1}(t)$, combinaison linéaire dont les coefficients sont les symboles $c_m(k)$ intervenant dans la

35 tranche considérée et variant donc d'une tranche à l'autre;

- bien que défini au départ à partir de ses $2.L_1$ coefficients de projection $(z(2k + 1), \dots, z(2k + 2L_1))$, chaque tranche du signal $z_p(t)$ ne prend donc en fait ses valeurs que dans le

même sous-espace de fonctions engendré par les $L_1 + L - 1$ signaux définis ci-dessus.

5 La Demanderesse a montré aussi que la condition « h_{pm} est la solution ayant le support le plus petit » est équivalente à la condition « les L_1+L-1 signaux précédents sont linéairement indépendants ».

10 Sur chaque tranche de longueur $L_1 T$, le signal $z_p(t)$ prend donc ses valeurs dans un espace de dimension L_1+L-1 .

15 La matrice M_{L_1} définie précédemment permet, par diagonalisation, d'estimer le sous-espace contenant ces tranches de signal, à partir des vecteurs propres associés aux valeurs propres non nulles. Pour simplifier le traitement, on peut, comme décrit, n'estimer que le rang L_1+L-1 de cette matrice M_{L_1} (nombre de valeurs propres qui ne sont pas très faibles ou nulles). Après en avoir déduit L , il est alors possible de redécouper le signal en tranches de longueur $L.T$.

20

Le même raisonnement que précédemment permet alors de voir que ces tranches de signal engendrent, dans l'espace de fonctions de dimension $2.L$, un sous-espace de dimension $2.L-1$, car:

25 - on sait maintenant que chacune des tranches de longueur $L.T$ du signal $z_p(t)$ est susceptible a priori de prendre ses valeurs dans un espace de dimension $2.L$; mais qu'en fait
 - sur chacune de ces tranches, le signal $z_p(t)$ est toujours une combinaison linéaire des mêmes $(2.L-1)$ signaux
 30 $s_1(t) \dots s_{L+L-1}(t)$ de l'équation E48 où l'on remplace L_1 par L .

En bref, il existe, dans l'espace de fonctions, une direction qui est orthogonale à chacune des tranches de signal : c'est celle engendrée par le vecteur propre V de l'expression E45, 35 associé à la valeur propre nulle de la matrice M_L .

On a maintenant estimé $h_{pm}(t)$. On peut alors passer au stade 600, qui est l'estimation du train de symboles modulés $c_m(k)$, associés à cette fonction $h_{pm}(t)$ estimée.

Ceci se fait en filtrant le signal $z_p(t)$ par le filtre inverse
610 de $h_{pm}(t)$. On indiquera maintenant une manière, non
limitative, de calculer le filtre inverse, en passant par la
matrice pseudo-inverse de la matrice de filtrage associée à
5 $h_{pm}(t)$.

On part de l'expression de $h_{pm}(t)$ donnée en E58 qui est le
résultat du traitement précédent, obtenue par son extension
pour une projection à plus de deux points toutes les T
10 secondes. Pour le cas particulier de deux points par symbole,
traité jusqu'à présent, il suffit de poser $q = 2$.

On forme ensuite la matrice H , donnée par l'expression E63.
Il s'agit d'une matrice rectangulaire de dimension $qL.(L1 +$
15 $L-1)$ que l'on peut appeler "matrice de filtrage". Elle est
formée de la façon suivante. Chaque colonne possède $q.L$
composantes. La première colonne est obtenue en prenant les
 q dernières composantes de $h_{pm}(t)$, et en complétant avec des
zéros. Pour le reste, chaque colonne se déduit de la précé-
20 dente par un décalage de q cases vers le bas, en complétant
en haut par les composantes de $h_{pm}(t)$ dans l'ordre, puis par
des zéros, lorsque ces composantes sont épuisées. On continue
ainsi jusqu'à la dernière colonne ne contenant en haut que
des zéros puis en bas les q premières de $h_{pm}(t)$. On obtient
25 ainsi une matrice avec $L1 + L - 1$ colonnes.

On forme alors le produit matriciel de l'expression E64, où
l'homme du métier reconnaîtra la matrice pseudo-inverse de H ,
de dimension $(2.L-1).qL$. Les coefficients du filtre inverse
30 sont estimés par la ligne numéro L de la matrice donnée en
E64.

On applique alors en 610 le signal $z_p(t)$ au filtre inverse
ainsi obtenu. La sortie correspond aux symboles $c_m(k)$ de
35 l'expression E43, dans laquelle α_i est le résidu de filtrage
et les $a_m(k)$ correspondent aux symboles recherchés, modulés
par le résidu de porteuse Δf_0 , toutes ces grandeurs étant
encore inconnues à ce stade de l'algorithme.

Pour estimer ces inconnues, comme on l'a vu, la Demanderesse a envisagé d'imposer la condition suivante : les symboles $a_m(k)$, associés au résidu de filtrage (α_i), doivent correspondre à des symboles modulés, qui, après démodulation, prendront un nombre fini, et le plus petit possible, de valeurs. La condition que la Demanderesse préfère imposer aujourd'hui est : "le train de symboles ($a_m(k)$) est, parmi les solutions possibles donnant des symboles décorrélés, celui pour lequel l'alphabet (ensemble des valeurs possibles) est de taille la plus petite". La condition de décorrélation des symboles est donnée par la relation E70 et porte sur la covariance des symboles. La deuxième condition consiste en fait à choisir parmi les solutions permettant de surmonter la première contrainte, le train de symboles dont la variance du module des symboles est la plus faible (équation E80).

Ces deux contraintes, plus simples à mettre en oeuvre, aboutissent sensiblement au même résultat pour les signaux rencontrés en pratique. (Les vrais symboles émis sont généralement décorrélés.)

L'obtention des éléments individuels (α_i) du résidu de filtrage s'effectue en 650.

- 25 A l'étape 651 (figure 15), la Demanderesse part d'un polynôme $Q(Z)$ construit à partir des mesures conformément à l'expression E73, où Z est la variable. Ensuite:
- en 653, on calcule les N racines complexes β_i de module inférieur à 1 de ce polynôme $Q(Z)$,
 - 30 - en 655, on construit les 2^N possibilités différentes de N -uplets construites à partir des N racines β_i , en remplaçant, ou non, chaque racine β_i par son inverse conjugué $1/\beta_i^*$. Chacun des N -uplets est alors interprété comme les racines d'un filtre,
 - 35 - en 657, on obtient ainsi 2^N filtres possibles dont l'un correspond au résidu de filtrage α_i que l'on cherche à calculer,
 - puis, en 658, pour chaque possibilité de filtre ainsi obtenue, on estime à partir des symboles $c_m(k)$ le train de

symboles $a_m(k)$ qui lui correspond (par filtrage inverse) conformément à la relation E23.

Il reste alors en 659 à choisir, parmi ces 2^N trains de
 5 symboles possibles, celui qui correspond à des symboles $a_m(k)$,
 qui, après démodulation par le résidu de porteuse Δf_0 encore
 inconnu à ce stade, prendront le nombre, le plus petit
 possible, de valeurs différentes. Une façon d'opérer consiste
 10 alors à déterminer, parmi tous les trains de symboles
 possibles ainsi identifiés, celui dont la variance moyenne du
 module des symboles (encore modulés) est la plus petite.
 Cette variance est définie par la relation E80, dans laquelle
 nb désigne le nombre de symboles.

15 La base de ce traitement va maintenant être expliquée.

Au résidu de filtrage (α_i), on peut associer un polynôme P
 correspondant à sa transformée en Z dont la forme est décrite
 par l'expression E71, où N est un majorant du nombre n de
 20 coefficients α_i . En effet, ce nombre n n'est pas connu à
 l'avance, mais on sait, pour les signaux rencontrés en prati-
 que, lui trouver un majorant N . On a déjà vu, en effet, que
 les formes d'impulsion élémentaires $g(t)$ rencontrées en
 pratique ont une longueur inférieure à $10.T$. D'après l'ex-
 25 pression E12, il en est donc de même pour $g_m(t)$. En utilisant
 l'expression E21, on en déduit donc que m est inférieur à 10
 (la longueur de $h_m(t)$ est en nombre de T au moins égale à 1).
 On prend en pratique $N = 10$ comme majorant, mais cette valeur
 est paramétrable dans l'algorithme. Prendre un majorant peut
 30 seulement avoir pour effet que les derniers coefficients α_i
 avec $i \in \{n+1, \dots, N\}$ soient nuls, si ce majorant N s'avère
 être supérieur à n .

On définit en plus le polynôme $P_2(Z)$ de l'expression E72,
 35 correspondant au module carré du polynome $P(Z)$, et que l'on
 peut interpréter comme la transformée en Z du module carré de
 la fonction de transfert du résidu de filtrage α_i . Il est
 possible aussi d'écrire les polynômes $P(Z)$ et $P_2(Z)$ sous forme

factorisée, selon les expressions E75 et E76, où les β_i sont les racines du polynôme P.

La Demanderesse a montré, en utilisant l'hypothèse de décor-
 5 relation des symboles, que le polynôme $P_2(Z)$ peut être estimé
 par le polynôme $Q(Z)$ précité, à une constante multiplicative
 près. Ce polynôme $Q(Z)$ peut être, lui, interprété comme une
 approximation de la transformée en Z de la fonction d'auto-
 corrélation des symboles. Elle a également observé que :

- 10 - si β_i est une racine de P_2 alors $1/\beta_i^*$ est aussi une racine
 de P_2 ,
 - si β_i est une racine de P_2 alors β_i ou bien $1/\beta_i^*$ est une
 racine du polynôme P qu'on cherche à estimer.

- 15 Dans une variante, il est possible d'étendre ce traitement au
 cas de symboles qui seraient légèrement corrélés, c'est-à-
 dire éventuellement corrélés mais seulement avec leurs
 proches voisins, conformément à la relation E81. Dans ce cas,
 la Demanderesse a observé qu'une racine β_i de $Q(Z)$ ne sera pas
 20 toujours une racine de $P_2(Z)$, qui sert à définir les racines
 de $P(Z)$.

- Pour former les différentes possibilités pour P, pour chaque
 racine β_i de Q et de module inférieur à 1, on aura maintenant
 25 le choix entre prendre β_i , ou bien prendre $1/\beta_i^*$, ou bien ne
 prendre ni β_i , ni $1/\beta_i^*$. Si N est le degré du polynôme Q, on
 aura donc 3^N filtres possibles pour choisir le résidu de
 filtrage. Le choix de la bonne solution se fait alors comme
 précédemment, en minimisant la variance du module des
 30 symboles.

On examinera maintenant un exemple de résultats de l'ensemble
 des traitements d'estimation de $g_{pm}(t)$:

- la figure 14A illustre la fonction $h_{pm}(t)$;
 35 - la figure 14B illustre le résidu de filtrage, où se
 détachent des pics correspondant aux coefficients α_i ;
 - la figure 14C illustre la fonction élémentaire de modula-
 tion modulée $g_{pm}(t)$; et

- la figure 17 illustre les symboles $a_m(k)$ en sortie du traitement, qui correspondent aux symboles recherchés, mais demeurant modulés par le résidu de porteuse Δf_0 .

5 Ces symboles se modélisent par l'expression E13. Il convient maintenant de trouver le résidu de porteuse Δf_0 pour en déduire les vrais symboles $a(k)$, entièrement démodulés. Le traitement 700 consiste à tester tout ou partie d'une plage de fréquences $[-f_1, f_1]$, discrétisée avec un pas suffisamment
10 fin. Pour chaque valeur testée du résidu de porteuse, on calcule la densité de probabilité $d(x,y)$ des symboles correspondants selon la formule E82, ou bien une autre grandeur de mêmes propriétés. On pourra se référer à l'arti-
15 cle "an estimation of a probability density function and mode", E.Parzen, Annals of Mathematical Statistics, 1962. Le critère utilisé pour sélectionner la bonne valeur consiste à choisir la fréquence Δf_0 telle que l'expression E85 soit maximum. On peut assimiler la maximisation de ce critère à
20 une minimisation de l'entropie (mesure du désordre) des symboles obtenues après démodulation. Il serait d'ailleurs possible de remplacer ce critère par d'autres fonctions de l'entropie.

Quand la fréquence testée est proche de la bonne valeur
25 (Figure 16), la répartition dans le plan complexe des symboles $a(k)$, qui s'en déduit par démodulation par la fréquence testée, correspond à une constellation à nombre d'états petit, d'où une densité de probabilité "concentrée", mieux perçue dans la représentation tri-dimensionnelle de la
30 figure 18.

Quand la fréquence testée est loin de la bonne valeur, la répartition des symboles $a(k)$ correspondante est plus étalée suivant des cercles centrés sur l'origine (Figure 17, où
35 l'échelle déforme les cercles en ellipses). La figure 19 le montre en vue tri-dimensionnelle.

Une fois la valeur de Δf_0 ainsi estimée, une démodulation 800 permet d'obtenir le train de symboles $a(k)$ qui lui corres-

pond. Cette démodulation consiste en une multiplication complexe du signal par une expression semblable à E3, où f_1 est remplacée par $-\Delta f_0$.

- 5 Il faut encore estimer les états possibles des symboles (stade 900).

10 Ce stade tient compte du fait que les symboles obtenus après démodulation correspondent aux vrais symboles, à nombre d'états finis, mais corrompus par le bruit de puissance σ^2 , calculée précédemment, comme le montre la figure 16 qui correspond à un exemple de résultat obtenu. Les différentes valeurs des symboles $a(k)$ trouvés sont dessinées dans le plan complexe. La figure 2D correspond à l'alphabet des symboles
15 $a(k)$ réellement émis pour cet exemple. La rotation de phase entre les deux figures ainsi que les échelles différentes, proviennent du fait que, tout étant inconnu au départ, il n'est possible de retrouver le train de symboles qu'à une constante complexe multiplicative près.

20

L'objectif de cette partie du traitement est d'estimer la position des états possibles. Le déroulement du traitement est le suivant (figure 20):

- on estime le premier état possible e_1 comme la position en
25 (x,y) du maximum de la densité de probabilité $d(x,y)$ des symboles bruités,
- à partir de cette densité, on construit la fonction $d_2(x,y)$ correspondant à $d(x,y)$, mais dont on force la valeur à zéro pour tous les points se trouvant dans un rayon de 3σ (par
30 exemple) autour de e_1 ,
- on estime alors le deuxième état possible e_2 en prenant la position en (x,y) où la fonction d_2 est maximale,
- on continue ainsi le traitement jusqu'à ce que tous les états possibles soient traités.

35

Ceci peut se faire selon les étapes 901 à 909 de la figure 20. Parmi différentes possibilités, le critère d'arrêt de ce traitement (condition "COND" en 907), permettant de savoir si tous les états possibles ont été estimés, peut être celui de

l'expression E86, où λ est un seuil qu'on se fixe par avance ($0 < \lambda < 1$).

Le principe utilisé est le suivant. On suppose que les
 5 valeurs des symboles émis sont équiprobablement distribuées
 entre les différentes valeurs possibles de l'alphabet (on a
 à peu près le même nombre de symboles dans chacun des modes
 de la figure 18, par exemple). Les intégrales de densité de
 l'expression E86 sont proportionnelles aux nombres de
 10 symboles formant ces densités. Supposons qu'on ait estimé $n - 1$
 états e_1, \dots, e_{n-1} . Le critère d'arrêt consiste à calculer
 une mesure du nombre moyen par état de symboles correspondant
 aux états e_1, \dots, e_{n-1} (membre de droite de E86) et à comparer
 cette quantité à la mesure du nombre de symboles restants. Si
 15 cette dernière quantité est trop petite, c'est qu'il ne reste
 pas assez de symboles pour former un état supplémentaire. Ces
 symboles sont supposés être loins des états e_1, \dots, e_n
 estimés, à cause des pics de bruit.

20 On peut maintenant procéder à l'estimation de la suite des
 symboles, tel qu'elle a été effectivement émise (stade 950).

Cette partie du traitement consiste, à partir du train de
 symboles bruités $a(k)$ et des états possibles des symboles $e_1,$
 25 e_2, \dots calculés précédemment, à estimer, pour chaque symbole
 bruité $a(k)$, l'état $e(k)$ intentionnellement émis.

A cet effet, pour chaque symbole $a(k)$, en partant de $k = 1$
 (étape 951, figure 21) on recherche l'état possible e_k le plus
 30 proche, par exemple (953) sur la base de la distance eucli-
 dienne (fonction DIST[]). On obtiendra ainsi, pour le rang k ,
 un symbole noté $e(k)$ prenant une des valeurs e_i de l'alphabet
 estimé précédemment. Le minimum de distance est déterminé en
 955 conformément à la relation E87, et l'on peut poursuivre
 35 en incrémentant k (959) jusqu'à la valeur maximum k_x (957),
 en fait jusqu'à l'épuisement de tous les symboles bruités
 $a(k)$ obtenus en 800.

Les traitements d'estimation des paramètres inconnus du modèle E1 du signal, dans l'hypothèse "modulation numérique linéaire", sont terminés. Il reste maintenant à vérifier que l'hypothèse de base est correcte, autrement dit à valider -
 5 ou non - l'hypothèse que l'on est en présence d'une modulation numérique linéaire (stade 990).

Les traitements précédents ont permis d'estimer les éléments rappelés en E91. On calcule maintenant la quantité définie
 10 par l'expression E92, et l'on compare cette quantité à un seuil correspondant à la puissance admissible du bruit. Cette puissance admissible correspond à la puissance du bruit σ^2 calculée dans la partie "calcul de h_{pm} (520), multipliée par le rapport entre la fréquence d'échantillonnage du signal de
 15 départ et le rythme de la projection (q/T), et pondérée par un coefficient β ($0 < \beta < 1$) pour tenir compte des imperfections sur les estimations précédentes des paramètres. La valeur de β est fixée par simulation.

20 En bref, quand le signal reçu correspond effectivement à une modulation numérique linéaire, la différence entre le signal reçu et la modulation numérique linéaire estimée doit être un signal correspondant à du bruit, d'une puissance faible ; par contre, quand le signal reçu n'est pas une modulation
 25 numérique linéaire, ladite différence n'est alors plus un signal de puissance faible pouvant être vu comme du bruit.

Les traitements décrits peuvent être mis en oeuvre sur un poste de travail du type PC Pentium, avec des outils logiciels propre à des traitements de calcul, comme le logiciel
 30 MATLAB. Les programmes préparés sous MATLAB peuvent être utilisés tels quels, ou mieux transformés en un langage de programmation plus rapide à l'exécution, comme le langage C. Des utilitaires de conversion de MATLAB en langage C sont
 35 disponibles par exemple chez les distributeurs du logiciel MATLAB.

Dans certains cas où il existe plusieurs signaux dans la bande de fréquence analysée, déterminables par analyse

spectrale a priori, il peut être nécessaire de traiter le signal reçu par parties, à chacune desquelles on affectera une estimée propre de la fréquence porteuse.

- 5 La base de fonctions "rectangulaires" décrite plus haut n'est pas limitative. On peut recourir à d'autres jeux de fonctions qui satisfassent la condition de définir une base, non nécessairement orthonormée, à condition de tenir compte de la corrélation induite sur les coefficients de projection.

10

Il demeure particulièrement intéressant d'utiliser une base dont les fonctions se déduisent les unes des autres par décalage temporel. Cela autorise en effet une réalisation avantageuse de la projection sous forme de filtrage, suivi
15 d'un échantillonnage. Cette possibilité vaut pour d'autres types de base de fonctions:

- si l'on prend par exemple pour φ_1 une fonction en cosinus surélevé de largeur spectrale $2/T$, (les autres fonctions φ_i en étant déduites comme précédemment), les spectres sont
20 alors ceux de la figure 10B. L'homme du métier comprend que, du fait de la forme rectangulaire du spectre de φ_1 , on perd encore moins de signal par la projection ;
- on peut aussi prendre la base de fonctions des relations E34 et E35. Ceci revient (Figure 10C) à filtrer le signal par
25 la nouvelle fonction $\varphi_1(t)$ et à échantillonner tous les T/q (échantillonnage à q points par symboles, avec $q > 2$). Comme le montre la figure 11, comparativement à la figure 8C, l'approximation de $h_m(t)$ par sa projection $h_{pm}(t)$ dans cette
« base » est meilleure.

30

Il a été proposé plus haut un traitement par matrices de covariance entrelacées, appliqué à la base de fonctions des relations E25 et E26. Ce traitement demeure applicable avec toute base de fonctions pour laquelle la projection peut être
35 interprétée comme un filtrage suivi d'un échantillonnage tous les $T/2$ (c'est-à-dire à 2 points par symboles).

Par contre, lorsque la projection correspond à un filtrage suivi d'un échantillonnage à plus de deux points par symbo-

les, la Demanderesse prévoit une autre version dudit traitement, que l'on décrira maintenant, en notant q le nombre de points par symboles, avec $q > 2$ (ou $q = 2$).

- 5 Après projection, les nouvelles mesures $z(k)$ (coefficients de projection du signal) se modélisent sous la forme des relations E50. On définit les vecteurs $Z_{L1}(k)$ selon la relation E51 (comme E41, mais avec q à la place de 2).
- 10 La matrice M_{L1} peut être formée et traitée comme précédemment. Elle est donnée par l'expression E52. Cette matrice M_{L1} possède pour les mêmes raisons que précédemment $p.L_1$ valeurs propres dont $L + L_1 - 1$ sont non nulles. La répartition des valeurs propres est celle de la figure 13. La cassure du
- 15 diagramme permet ici aussi d'estimer la longueur L (en nombre de T) de la fonction $h_{pm}(t)$.

C'est ensuite qu'intervient la différence : si, comme précédemment, connaissant L , on calculait la matrice M_L , il

20 s'avérerait que celle-ci, au lieu d'une seule valeur propre nulle, aurait $q.L - (2.L - 1)$ valeurs propres nulles ($p.L$ valeurs propres en tout, dont $2L - 1$ non nulles, suivant le raisonnement donné plus haut). Quand $q = 2$, on a $2L - (2L - 1) = 1$ valeur propre nulle. De l'unique vecteur propre associé

25 à cette valeur propre, on en déduit $h_{pm}(t)$. Quand $q > 2$, il existe plusieurs vecteurs propres associés aux valeurs propres nulles. Il n'est alors plus possible d'en déduire $h_{pm}(t)$ d'une manière simple.

- 30 Pour estimer les coefficients de $h_{pm}(t)$, la Demanderesse prévoit alors de calculer et d'utiliser les vecteurs propres V_i , de V_{L1+L} à $V_{q.L1}$, associés aux valeurs propres nulles de la matrice M_{L1} . Les $q.L_1$ composantes d'un tel vecteur (d'indice i) sont notées de la façon indiquée en E55, avec $i \in \{L_1 + L,$
- 35 $\dots, p.L_1\}$.

On forme alors les matrices P_i définies en E56. Il s'agit de matrices rectangulaires de dimension $q.L * q(L_1 + L) - 1$, formées de la même façon que la matrice H permettant de

généraliser le filtre inverse à $h_{pm}(t)$. Chaque colonne d'une telle matrice possède $q.L$ composantes. La première colonne est obtenue en prenant les q dernières composantes du vecteur V_i considéré, et en complétant avec des zéros. Pour le reste, chaque colonne se déduit de la précédente par un décalage de q cases vers le bas, en complétant en haut par les composantes de V_i dans l'ordre, puis par des zéros lorsque ces composantes sont épuisées. Ainsi, à la seconde colonne, on prend q composantes de plus vers le haut, et ainsi de suite jusqu'à la colonne remplie complètement avec des zéros et les q premières composantes de V_i . Le nombre de lignes des matrices P_i étant fixé à $q.L$, on obtient $L_1 + L - 1$ colonnes.

On forme ensuite la matrice G définie par l'expression E57. Elle peut être considérée comme une forme approchée d'une matrice dite "de projection dans l'espace bruit".

On recherche les valeurs propres de la matrice G , puis le vecteur propre associé à la valeur propre la plus faible. Les composantes de ce vecteur propre sont, dans l'ordre, les composantes recherchées de $h_{pm}(t)$ dans la base de fonctions considérée.

En effet, la Demanderesse a montré que cette matrice a une seule valeur propre nulle (hors bruit), et que le vecteur propre associé à cette valeur propre obéit à la relation E58.

La puissance σ^2 du bruit est dans ce cas estimée en prenant la moyenne des valeurs propres presque nulles, divisée par L_1 . L'estimation du train de symboles $c_m(k)$ à partir de $z_p(t)$ et $h_{pm}(t)$ se fait, elle, de la même manière avec $q > 2$, qu'avec $q = 2$, en construisant la matrice H conformément à l'expression E63 en prenant la valeur q utilisée.

Ce procédé est préférentiel dans le cas où l'on a plus de 2 points par symboles ($q > 2$). Il peut aussi être appliqué dans le cas où $q = 2$. On estime dans ce cas $h_{pm}(t)$ directement à partir de M_{L1} sans passer par M_L .

L'invention n'est pas limitée aux modes de réalisation décrits.

Pour certaines applications, il peut être avantageux d'affi-
 5 ner l'estimation approchée f_a de la fréquence porteuse f_0 .
 Différentes techniques sont disponibles à cet effet. On peut
 par exemple estimer f_a en recherchant la fréquence, qui après
 démodulation du signal par celle-ci, minimise la bande
 10 quadratique du signal. Si l'on parvient à rendre négligeable
 l'écart résiduel, alors le stade d'estimation de Δf_0 et la
 démodulation qui lui fait suite deviennent sans objet.

On notera que le signal de départ capté et enregistré n'est
 pas toujours assimilable au signal effectivement émis, dont
 15 il peut différer pour diverses raisons, par exemple des
 trajets multiples de propagation. Il peut en résulter des
 aménagements de certains stades du traitement. Les trajets
 multiples, que l'on peut voir de façon imagée comme des
 échos, modifient la forme de la fonction $g(t)$ et plus
 20 particulièrement augmentent sa longueur. La modification de
 la forme ne change pas l'algorithme puisque celui-ci estime
 cette forme sans a priori. Il faut par contre augmenter les
 bornes supérieures L_1 et N des longueurs de h_{pm} et α_i . Ces
 grandeurs paramétrables dans l'algorithme sont à fixer selon
 25 la longueur maximale des échos supposés.

L'invention a été définie essentiellement en référence à la
 modulation numérique linéaire. Elle peut s'étendre à d'autres
 types de modulation auxquels les stades de traitement
 30 proposés conviendraient, au moins en partie. C'est notamment
 le cas pour des types de modulation apparentés, comme la
 modulation numérique de fréquence à phase continue, entre
 autres codages par saut de fréquence (ou FSK, pour "Frequency
 Shift Keying"). L'homme du métier comprendra que, dans ce
 35 cas, la modélisation de la fréquence instantanée répond à une
 expression proche de la formule E10 en remplaçant Δf_0 par
 zéro. Tous les paramètres dans E10 sont dans ce cas des
 nombres réels.

ANNEXES

$$r(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k a(k) g(t - kT) e^{j2\pi f_0 t} \right] = \operatorname{Re} [z(t)] \quad (\text{E1})$$

$$p(t) \rightarrow p(t) e^{j2\pi f_1 t} \quad (\text{E2})$$

$$e^{j2\pi f_1 t} \quad (\text{E3})$$

$$x(t) = z(t) z^*(t - \tau) \quad (\tau \text{ petit}) \quad (\text{E4})$$

$$X(f) \rightarrow X_i(f) = \frac{X(f)}{\text{moyenne}(|X(f_i)|)} \quad (\text{E5})$$

$$f_i \in [f - \Delta f_i, f + \Delta f_i]$$

$$z(t) = \sum_k a(k) g(t - kT) e^{j2\pi \Delta f_0 t} \quad (\text{E10})$$

$$z(t) = \sum_k (a(k) e^{j2\pi \Delta f_0 kT}) (g(t - kT) e^{j2\pi \Delta f_0 (t - kT)}) \quad (\text{E11})$$

$$g_m(t) = g(t) e^{j2\pi \Delta f_0 t} \quad (\text{E12})$$

$$a_m(k) = a(k) e^{j2\pi \Delta f_0 kT} \quad (\text{E13})$$

$$z(t) = \sum_k a_m(k) g_m(t - kT) \quad (\text{E14})$$

$$(a_m(k), g_m(t)) \quad (\text{E15})$$

$$\sum_k c_m(k) h_m(t - kT) = \sum_k a_m(k) g_m(t - kT) \quad (\text{E18})$$

$$z(t) = \sum_k c_m(k) h_m(t - kT) \quad (\text{E20})$$

$$g_m(t) = \sum_{i=0}^n \alpha_i h_m(t - iT) \quad (\text{E21})$$

$$\begin{cases} z(t) = \sum_k c_m(k) h_m(t - kT) \\ c_m(k) = \sum_{i=1}^n \alpha_i a_m(k - i) \end{cases} \quad (\text{E22}) \quad (\text{E23})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \\ \left[0, \frac{T}{2}\right] \\ \forall i \in \{1, \dots, b\} \quad \varphi_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \varphi_1\left(t - (i-1)\frac{T}{2}\right) \\ \left[(i-1)\frac{T}{2}, i\frac{T}{2}\right] \end{array} \right. \quad (\text{E25}) \quad (\text{E26})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} z_p(t) = \sum_k c_m(k) h_{pm}(t - kT) \\ c_m(k) = \sum_{i=1}^n \alpha_i a_m(k-i) \end{array} \right. \quad (\text{E30})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{q}\right) \quad q \in \mathbb{N} \setminus \{0,1\} \\ \left[0, \frac{T}{q}\right] \\ \forall i \in \{1, \dots, b\} \quad \varphi_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{q}\right) \\ \left[(i-1)\frac{T}{q}, i\frac{T}{q}\right] \end{array} \right. \quad (\text{E34}) \quad (\text{E35})$$

$$z_p(t) = \sum_k z(k) \cdot \varphi_1\left(t - (k-1)\frac{T}{2}\right) \quad (\text{E36})$$

$$h_{pm}(t) = h_1 \cdot \varphi_1(t) + h_2 \cdot \varphi_1\left(t - \frac{T}{2}\right) + \dots + h_{2L} \cdot \varphi_1\left(t - (2L-1)\frac{T}{2}\right) \quad (\text{E37})$$

$$\forall k \left\{ \begin{array}{l} z(2k+1) = c_m(k)h_1 + c_m(k-1)h_3 + \dots + c_m(k-L+1)h_{2L-1} \\ z(2k+2) = c_m(k)h_2 + c_m(k-1)h_4 + \dots + c_m(k-L+1)h_{2L} \end{array} \right. \quad (\text{E38})$$

$$Z_{L1}(k) = \begin{bmatrix} z(2k+1) \\ z(2k+2) \\ \vdots \\ z(2k+2L_1-1) \\ z(2k+2L_1) \end{bmatrix} \quad (\text{E41})$$

$$M_{L1}^{(2L_1 \times 2L_1)} = \sum_k Z_{L1}(k) \cdot Z_{L1}^*(k) \quad (\text{E42})$$

$$M_L = \sum_k Z_L(k) \cdot Z_L^*(k) \quad (E43)$$

$$Z_L(k) = \begin{bmatrix} z(2k+1) \\ z(2k+2) \\ \vdots \\ z(2k+2L-1) \\ z(2k+2L) \end{bmatrix} \quad (E44)$$

$$V = \begin{bmatrix} +h_{2L}^* \\ -h_{2L-1}^* \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ +h_2^* \\ -h_1^* \end{bmatrix} \quad (E45)$$

$$\begin{aligned} \forall k_{Z_{L,k}}(t) = & c_m(k-L+1) \cdot Z_1(t) \\ & + c_m(k-L+2) \cdot Z_2(t) \\ & + \dots \\ & + c_m(k) \cdot Z_L(t) \\ & + \dots \\ & + c_m(k+L_1) \cdot Z_{L+L_1-1}(t) \end{aligned} \quad (E47)$$

$$Z_1(t) = h_{pm}(t - (-L+1)T) \cdot \text{rect}(t)_{[0, L_1 T]}$$

$$Z_2(t) = h_{pm}(t - (-L+2)T) \cdot \text{rect}(t)_{[0, L_1 T]}$$

$$\dots\dots\dots Z_L(t) = h_{pm}(t) \cdot \text{rect}(t)_{[0, L_1 T]}$$

(E48)

$$\dots\dots\dots Z_{L+L_1-1}(t) = h_{pm}(t - L_1 T) \cdot \text{rect}(t)_{[0, L_1 T]}$$

$$\forall k \begin{cases} z(qk+1) = c_m(k)h_1 + c_m(k-1)h_{q+1} + \dots c_m(k-L+1)h_{(q-1)L+1} \\ z(qk+2) = c_m(k)h_2 + c_m(k-1)h_{q+2} + \dots c_m(k-L+1)h_{(q-1)L+2} \\ \dots\dots\dots \\ z(qk+q) = c_m(k)h_q + c_m(k-1)h_{q+q} + \dots c_m(k-L+1)h_{qL} \end{cases}$$

(E50)

$$Z_{L_1}(k) = \begin{bmatrix} z(qk+1) \\ \vdots \\ z(qk+qL_1) \end{bmatrix}$$

(E51)

$$M_{L_1}^{(q.L_1 \times q.L_1)} = \sum_k Z_{L_1}(k) \cdot Z_{L_1}^*(k)$$

(E52)

$$V_i^{(q.L_1 \times 1)} = \begin{bmatrix} v_i(1) \\ \vdots \\ v_i(q.L_1) \end{bmatrix} \quad i \in \{L_1 + L, \dots, qL_1\}$$

(E55)

$$\begin{aligned}
 & (q.L \times q.(L_1 + L) - 1) \begin{matrix} P_i \\ = \end{matrix} \\
 & \left[\begin{array}{cc} \begin{bmatrix} v_i(qL_1 - q + 1) \\ \vdots \\ v_i(qL_1) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} v_i(qL_1 - 2q + 1) \\ \vdots \\ \vdots \\ v_i(qL_1) \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{matrix} & \begin{matrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{matrix} & \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ v_i(1) \\ \vdots \\ v_i(qL_1 - q) \end{matrix} & \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ v_i(1) \\ \vdots \\ v_i(q) \end{matrix} \end{array} \right] \quad (E56)
 \end{aligned}$$

$$G = \sum_i P_i \cdot P_i^* \quad (E57)$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} h_{pm} \\ (q.L \times 1) \end{matrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ h_{qL} \end{bmatrix} \quad (E58)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} H = \\ (q \cdot L \times (2L - 1)) \end{matrix} \begin{bmatrix} h((L-1) \cdot q + 1) & h((L-2) \cdot q + 1) & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h(L \cdot q) & h((L-1) \cdot q) & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & h(L \cdot q) & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & h(1) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & h(q) \end{bmatrix} \quad (E63)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} (H^* \cdot H)^{-1} H^* \\ [(2L-1) \times qL] \end{matrix} \quad (E64)
 \end{aligned}$$

$$E(a(k) a(k+p)^*) \approx \sum_k a(k) a(k+p)^* = \begin{cases} 1 & \text{pour } p=0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (E70)$$

$$P(Z) = \sum_{i=0}^N \alpha_i Z^{-i} \quad (E71)$$

$$P_2(Z) = P(Z) \cdot P^*(Z) = \left(\sum_{i=0}^N \alpha_i Z^{-i} \right) \left(\sum_{j=0}^N \alpha_j^* Z^{+j} \right) \quad (E72)$$

$$Q(Z) = \sum_{r=-N}^{r=+N} \left(\sum_K [c_m(k) c_m^*(k+r)] \right) Z^{-r} \quad (E73)$$

$$P(Z) = K_1 \cdot \prod_{i=1}^N (1 - \beta_i Z^{-i}) \quad (E75)$$

$$P_2(Z) = K_1 \cdot K_1^* \prod_{i=1}^N (1 - \beta_i Z^{-i}) (1 - \beta_i^* Z^{-i}) \quad (E76)$$

$$V = \frac{1}{nb} \sum_k \left[|a_m(k)| - \frac{1}{nb} \sum_k |a_m(k)| \right]^2 \quad (E80)$$

$$E = (a(k) a(k+p)^*) = \begin{cases} \lambda_p & \text{quelconque pour } -e \leq p \leq e \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (e \in \mathbb{N} \text{ et petit}) \quad (\text{E81})$$

avec e entier pas trop grand

$$d(x, y) = \frac{1}{kx} \sum_{k=1}^{kx} \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{|x+jy-a(k)|^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{E82})$$

σ est une constante dont on a fixé la valeur par simulation

$$d(x, y) = \frac{1}{nb} \sum_{k=1}^{nb} \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{|x+jy-a(k)|^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{E82})$$

$$\int_{x,y} d^2(x, y) dx dy \quad (\text{E85})$$

$$\int d_n(x, y) dx dy < \frac{1}{n-1} \left(\int d(x, y) dx dy - \int d_n(x, y) dx dy \right) \cdot \lambda \quad (\text{E86})$$

$$e(k) = e_i \left(\left\| a_{(k)} - e_i \right\|^2 \right) \quad (\text{E87})$$

$e_i \in \{e_1, e_2, \dots\}$ ensemble estimé en 900

2

$$z(t) = \sum_k e_k g(t - kT) e^{j2\pi f_0 t}$$

(e_k) est le train de symboles estimés

$\frac{1}{T}$ est le rythme estimé

$$g(t) \equiv \left(\sum_i \alpha_i h_{pm}(t - iT) \right) e^{j2\pi f_0 t}$$

h_{pm} est la fonction de support le plus petit, estimée

(α_i) est le résidu de filtrage estimé

$f_0 = f_i + \Delta f_0$ est la porteuse estimée

(E91)

$$\frac{1}{b/2} \int_0^{b/2 T} \|r(t) - z(t)\|^2 dt$$

(E92)

α

Revendications

1. Dispositif d'aide à l'analyse de signaux contenant une modulation numérique par des symboles, ce dispositif comprenant:
 - une mémoire de signal (100), pour stocker un signal numérique complexe ($z(t)$), représentatif en amplitude et phase d'un signal capté, sur une durée choisie, et
 - des moyens de traitement (200-900), agencés pour rechercher dans le signal complexe des propriétés relatives à sa fréquence porteuse et à la modulation de celle-ci, en particulier en fonction d'un modèle de modulation choisi, caractérisé en ce que les moyens de traitement comprennent:
 - des moyens (200) pour déterminer une estimée du rythme ($1/T$) de la modulation,
 - des moyens de projection (510), agencés pour calculer les composantes ($z_p(t)$) du signal complexe dans une base de fonctions ($501; \phi_i(t)$), laquelle est paramétrée selon ledit rythme ($1/T$) de la modulation, et
 - des moyens de calcul (520), opérant sur ces composantes, afin de déterminer au moins une estimée relative à au moins une propriété du signal complexe, dans le groupe de propriétés comprenant la forme d'impulsion élémentaire ($g(t)$) du signal complexe, la suite des symboles ($a(k)$) du signal complexe et la porteuse (f_0) dudit signal complexe.
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite base de fonctions (501) est paramétrée pour présenter au moins deux échantillons par période (T) de la modulation ($q \geq 2$).
3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que ladite base de fonctions (501) comprend au moins deux fonctions ($\phi_1(t), \phi_p(t)$) se déduisant l'une de l'autre par une translation temporelle de période choisie ($T/2; T/q, q \geq 2$).
4. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ladite base de fonctions (501) comprend

des fonctions rectangulaires temporellement adjacentes les unes aux autres.

5. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ladite base de fonctions (501) comprend des fonctions du type "cosinus surélevé".

6. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les moyens de projection (520) comprennent:

- des moyens (521) définissant un filtre numérique, ayant une réponse impulsionnelle sensiblement égale à l'une desdites fonctions, ce filtre numérique recevant le signal complexe, et
- des moyens (523) d'échantillonnage numérique répété de la sortie de ce filtre à une cadence choisie ($2/T; q/T$).

7. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que les moyens de traitement sont agencés pour déterminer (300) une estimée approchée f_a de la porteuse f_0 dudit signal complexe, ainsi que pour démoduler (400) ce signal complexe par cette estimée f_a , et en ce que les moyens de projection (510) sont agencés pour opérer sur le signal complexe ($z(t)$) après sa démodulation par cette estimée approchée, tandis que ladite base de fonctions (501) est de basse fréquence, comme le spectre du signal complexe après démodulation.

8. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que les moyens de calcul (520) comprennent des moyens de calcul matriciel sur lesdites composantes.

9. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que les moyens de calcul (520) sont agencés pour calculer une estimée de la forme d'impulsion élémentaire modulée ($g_m(t)$) sous la forme d'une fonction de support minimal.

10. Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que les moyens de calcul (520) d'une estimée de la forme d'impulsion élémentaire modulée sont agencés pour rechercher celle-ci comme une fonction de support minimal, comprenant une
- 5 forme d'impulsion de support minimal ($h_{pm}(t)$), et un train de symboles ($c_m(k)$) associé à ladite forme d'impulsion de support minimal.
11. Dispositif selon la revendication 10, caractérisé en ce que les moyens de calcul (520) sont agencés pour déterminer
- 10 une représentation d'un sous-espace de dimension minimale de l'espace de fonctions, sous-espace qui contient ledit signal complexe, et pour rechercher dans ce sous-espace une direction orthogonale à chacune des tranches du signal complexe, les
- 15 composantes du vecteur propre (V) associé à cette direction étant représentatives de ladite forme d'impulsion de support minimal.
12. Dispositif selon l'une des revendications 10 et 11,
- 20 caractérisé en ce que les moyens de calcul (520) sont agencés pour déterminer en outre le train de symboles ($c_m(k)$) associé à ladite forme d'impulsion de support minimal.
13. Dispositif selon l'une des revendications 11 et 12,
- 25 caractérisé en ce que les moyens de calcul comprennent :
- des moyens (610) pour engendrer un filtrage inverse de ladite forme d'impulsion de support minimal, puis pour appliquer ce filtrage inverse aux composantes du signal complexe dans ladite base de fonctions, et
- 30 - des moyens (650) de résolution polynômiale sur le résultat de ce filtrage inverse, avec des moyens (659) pour sélectionner un jeu de solutions ($a_m(k)$) répondant à des contraintes choisies.
14. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que les contraintes choisies (659) sont la décorrélation des symboles et la minimisation de la variance du module des symboles.

15. Dispositif selon l'une des revendications 10 à 14, caractérisé en ce que les moyens de calcul sont agencés (700) pour déterminer une correction (Δf_0) de l'estimation initiale (f_a) de la porteuse, par recherche d'une fréquence de démodulation du résidu qui conduise à une densité de probabilité à entropie minimale.
16. Dispositif selon la revendication 15, caractérisé en ce que les moyens de calcul sont agencés (800) pour produire une représentation du signal complexe démodulé par l'estimation de porteuse corrigée, avec la forme d'impulsion de support minimal.
17. Dispositif selon la revendication 16, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (900,950) de calcul d'une estimée de l'ensemble des états possibles (e_i) des symboles dans le signal complexe.
18. Dispositif selon la revendication 17, caractérisé en ce que les moyens (900) de calcul d'une estimée de l'ensemble des états possibles des symboles dans le signal complexe opèrent par recherche de maxima locaux de la densité de probabilité des symboles.
19. Dispositif selon la revendication 18, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (950) de calcul d'une estimée du train de symboles ($a(k)$) effectivement présent dans le signal complexe, par recherche, pour chaque symbole pris individuellement, de l'état possible le plus proche.
20. Dispositif selon la revendication 19, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (990) pour reconstruire localement un signal ayant la porteuse, la modulation, et les symboles estimés, et pour comparer ce signal local au signal initial, tel que mémorisé.
21. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que la base de fonctions (501) est associée à l'ensemble des modulations numériques linéaires.

α (49 pages)

CABINET NETTER A #

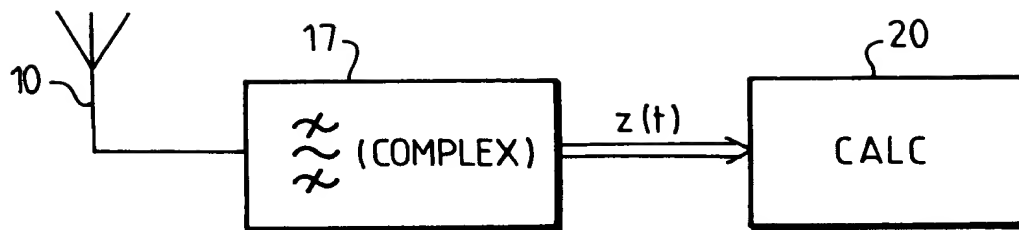


FIG. 1

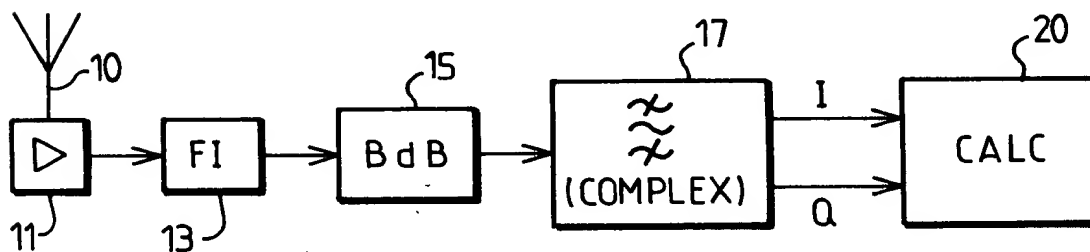


FIG. 1A

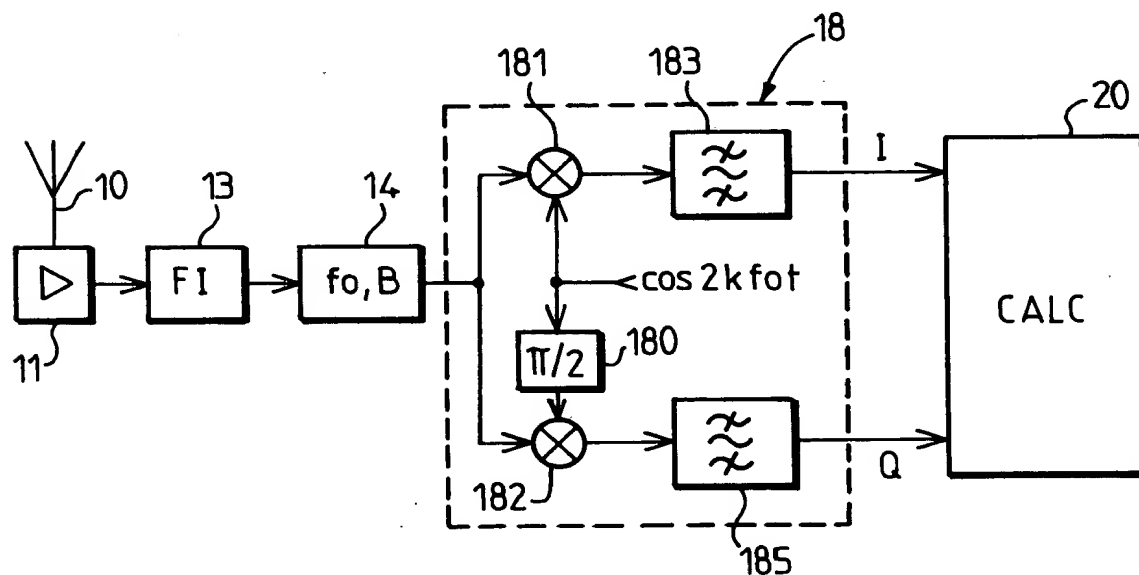
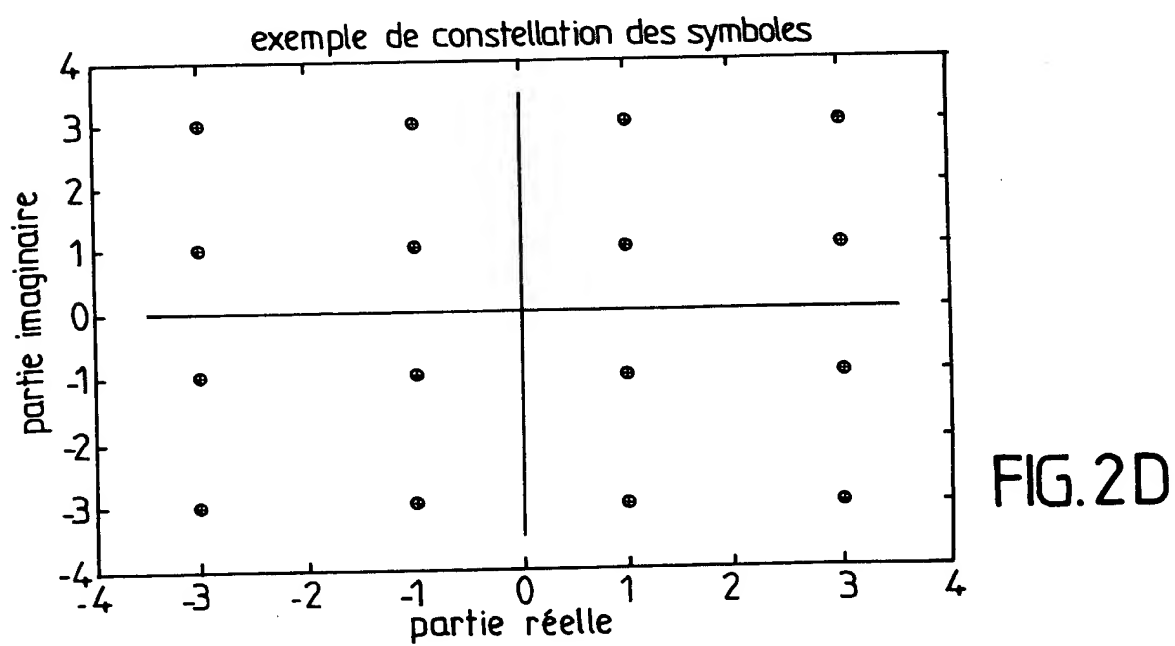
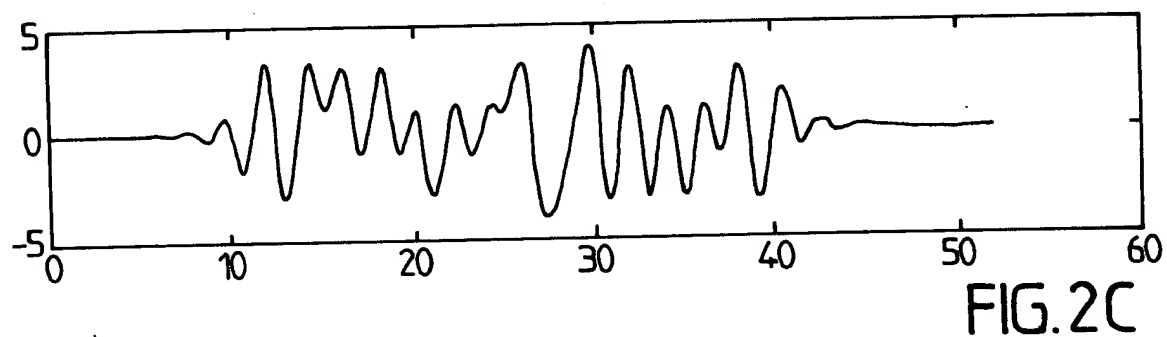
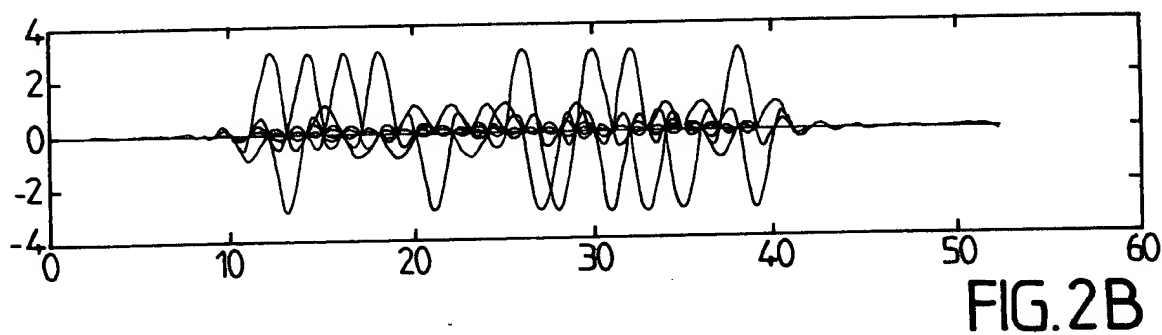
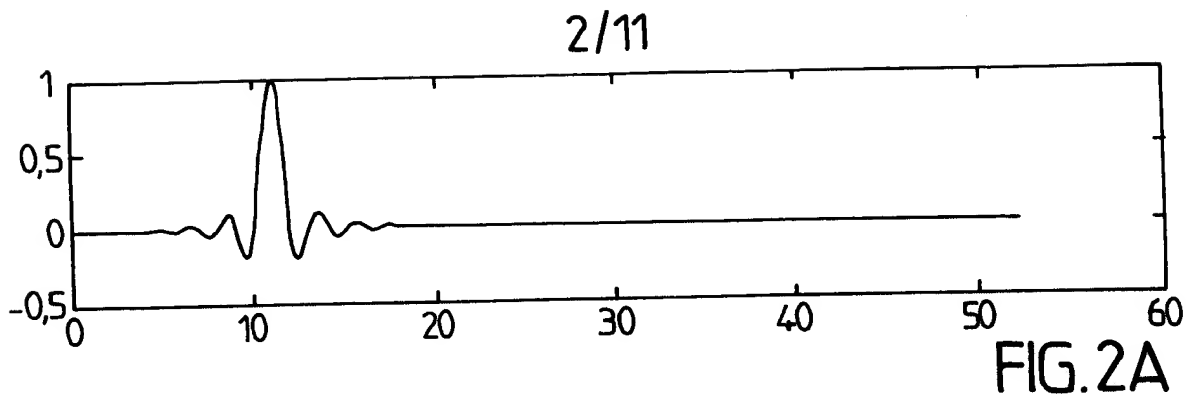
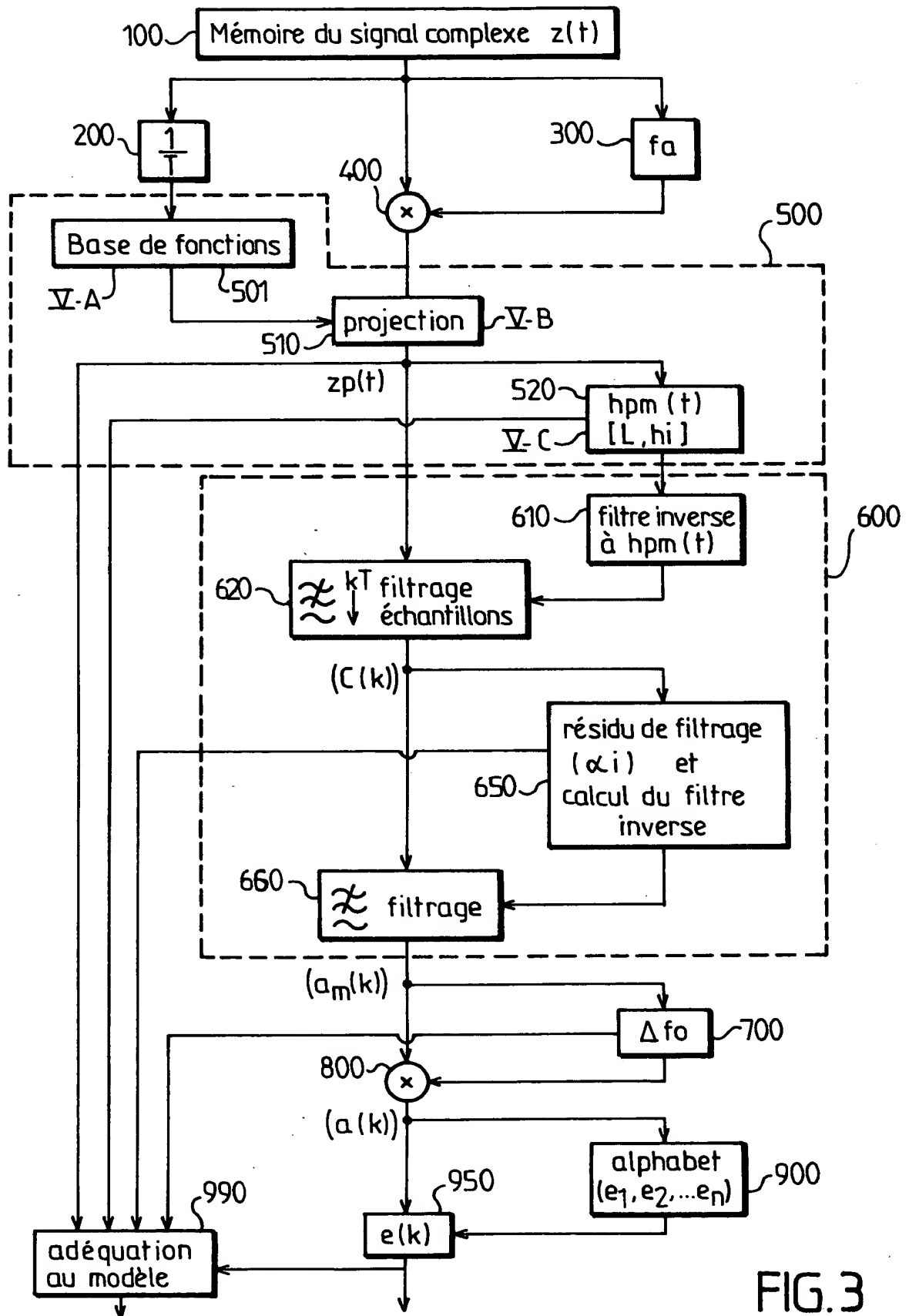


FIG. 1B





4/11

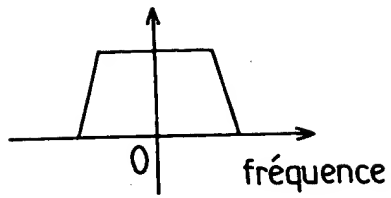


FIG. 4A

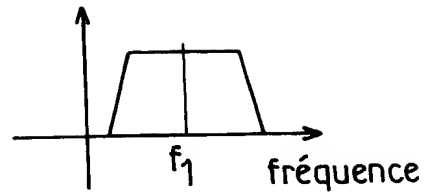


FIG. 4B

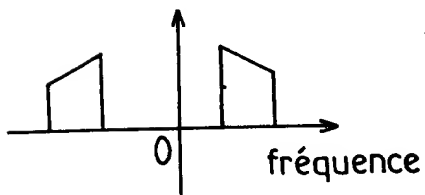


FIG. 4C

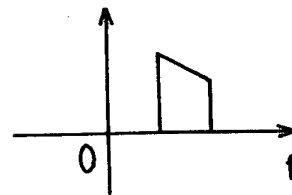


FIG. 4D

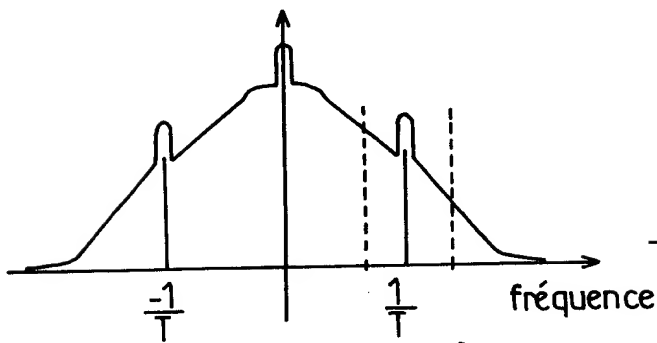


FIG. 5A

fenêtre glissante
de largeur $2\Delta f$

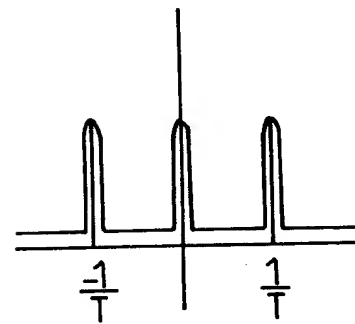


FIG. 5B

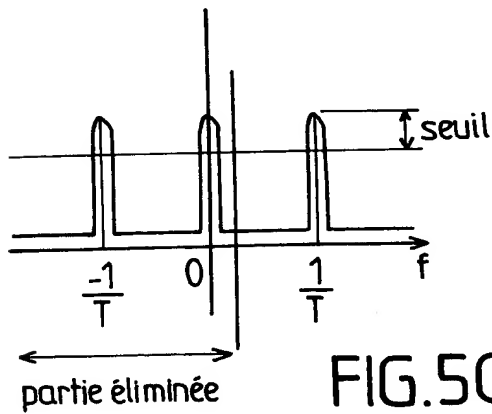


FIG. 5C

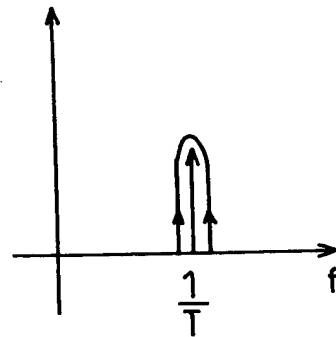


FIG. 5D

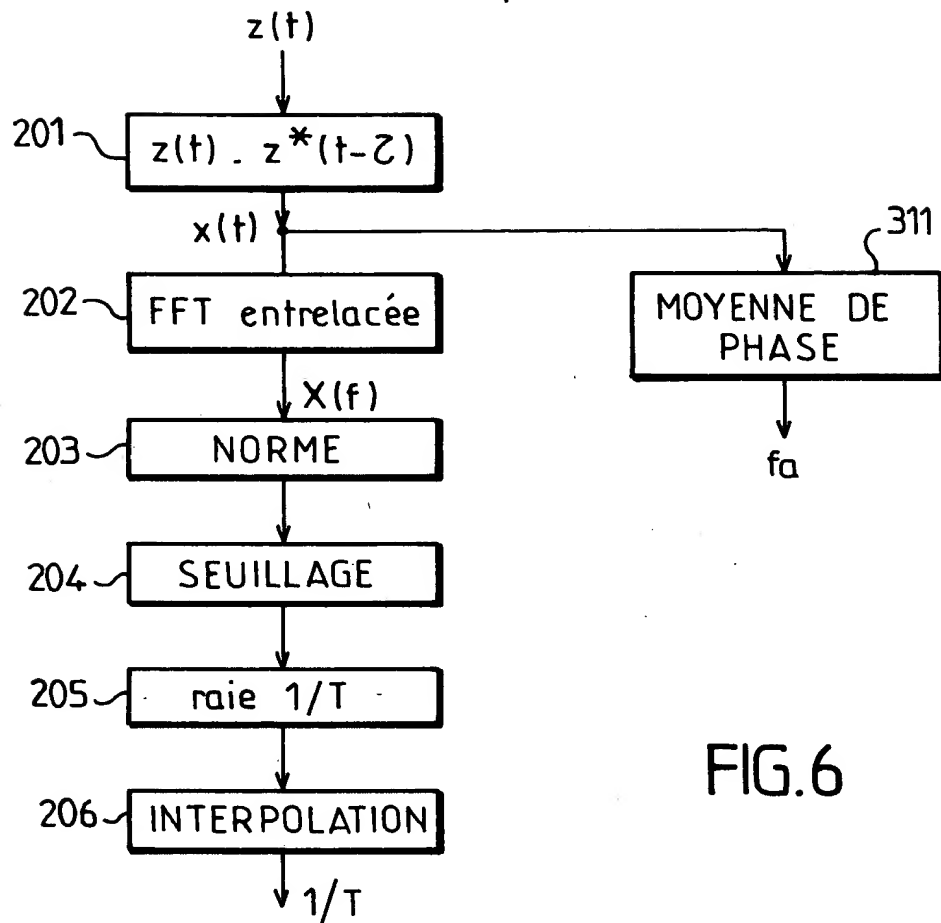


FIG. 6

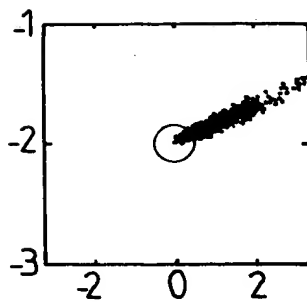


FIG. 7A

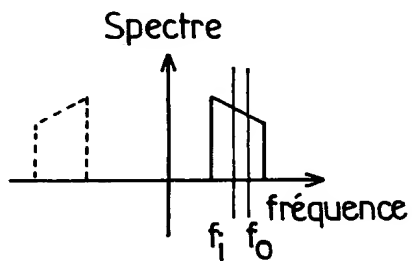


FIG. 7B

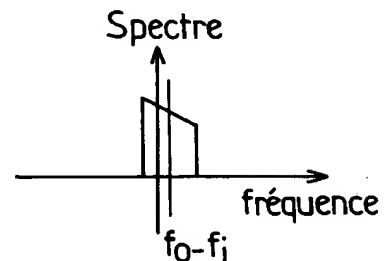


FIG. 7C

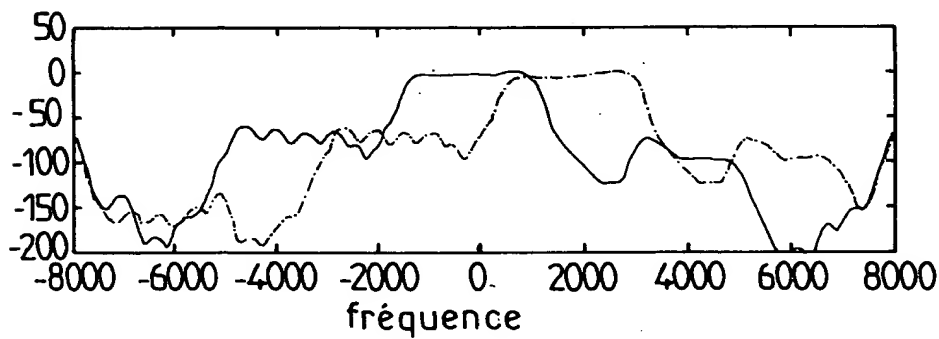


FIG. 7D

6/11

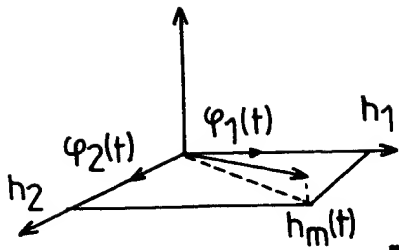


FIG.8A

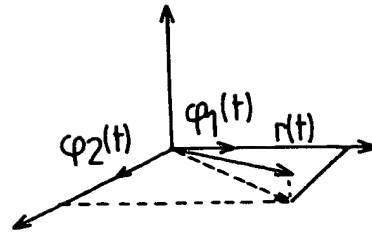


FIG.8B

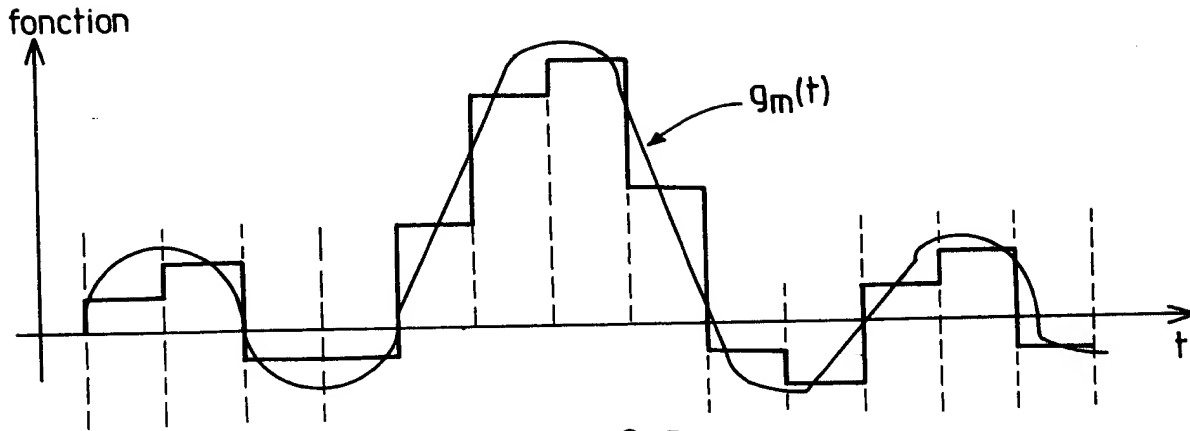


FIG.8C

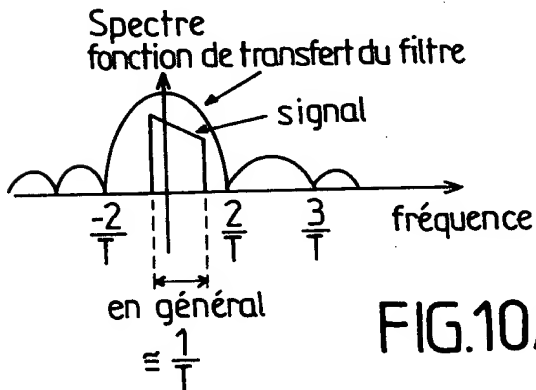


FIG.10A

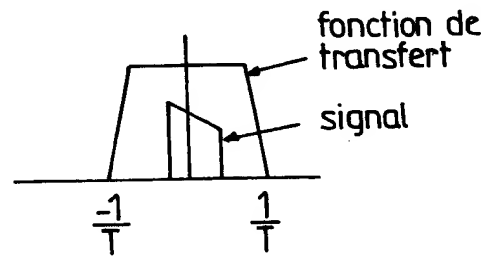


FIG.10B

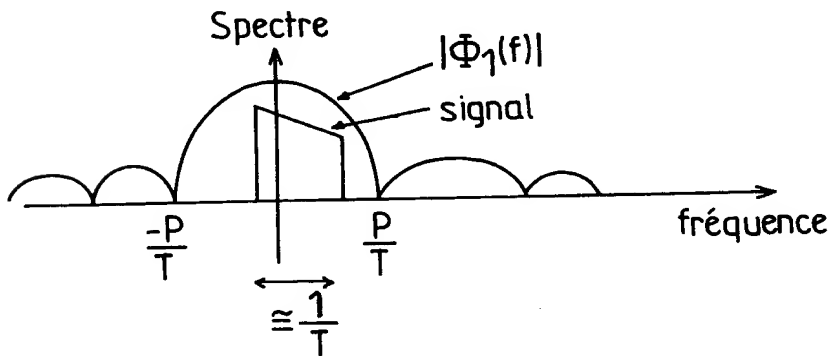


FIG.10C

7/11

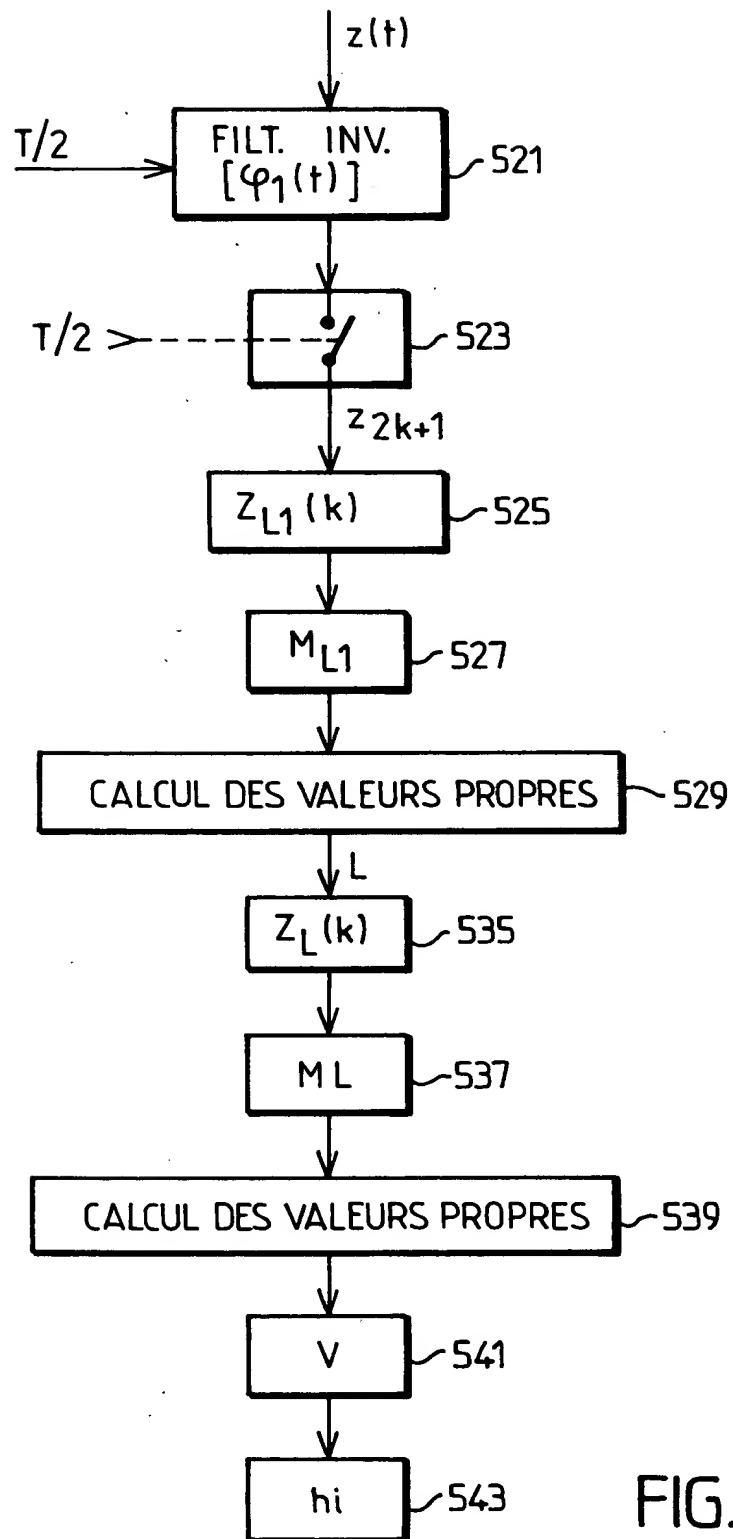


FIG. 9

8/11

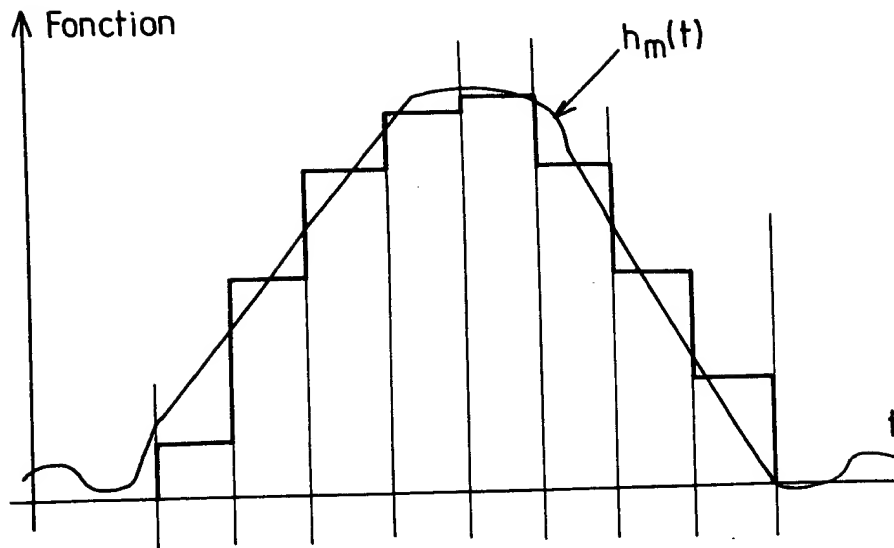


FIG.11

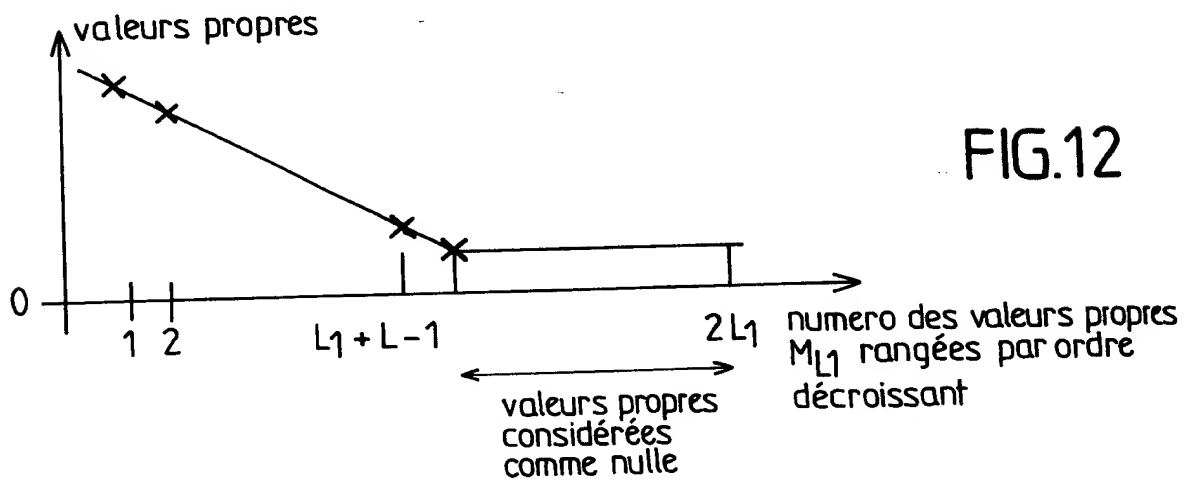


FIG.12

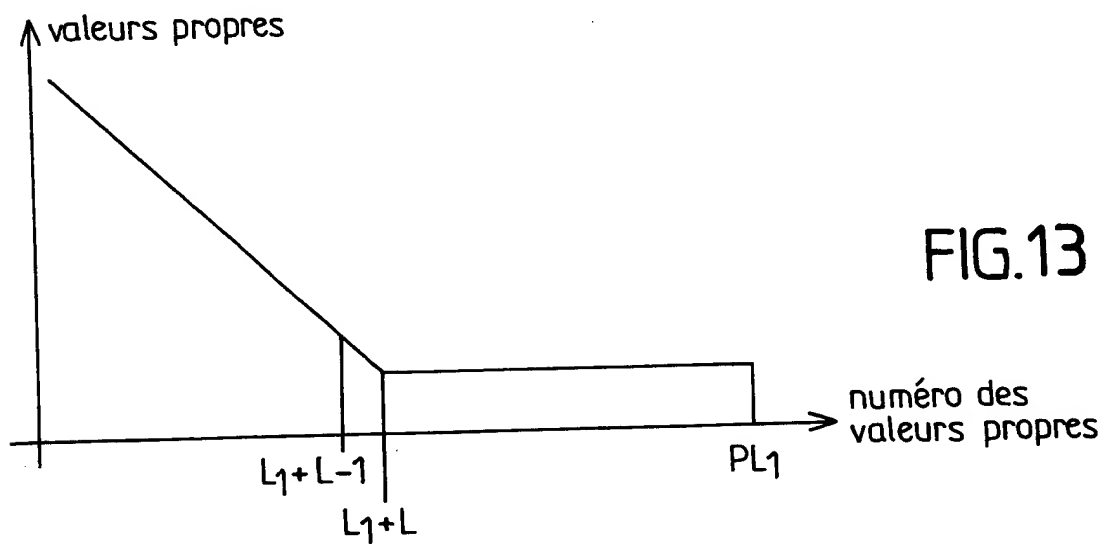


FIG.13

9/11

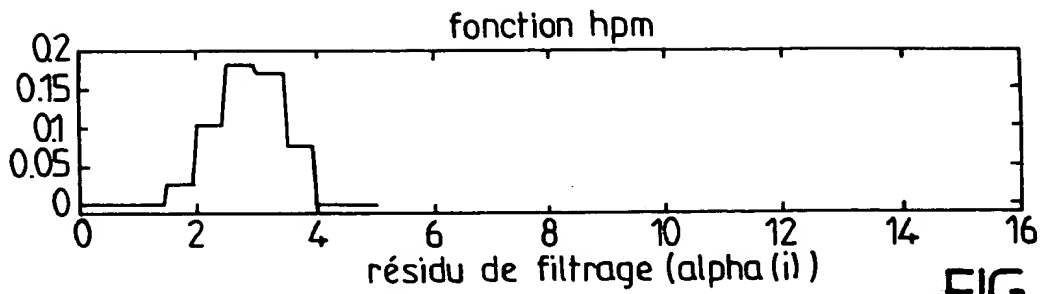


FIG.14 A

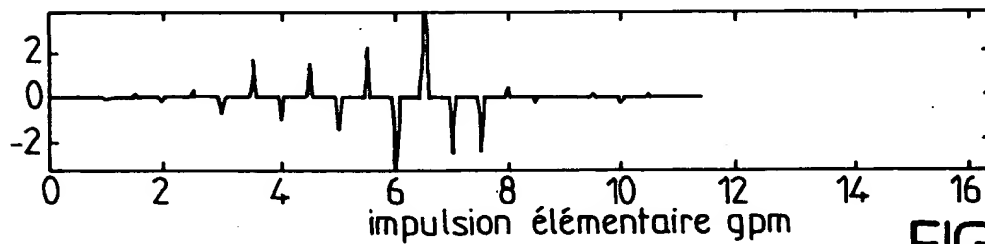


FIG.14 B

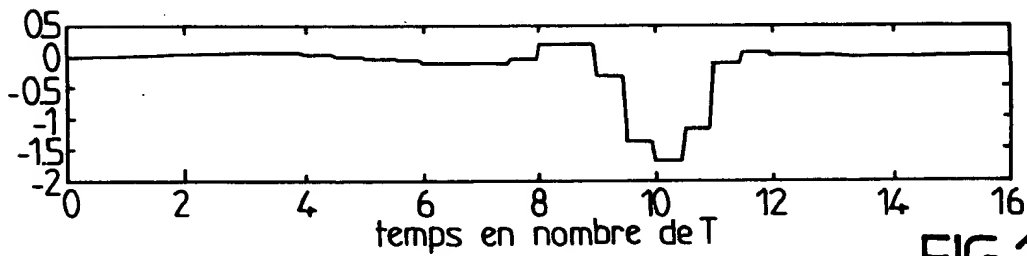


FIG.14 C

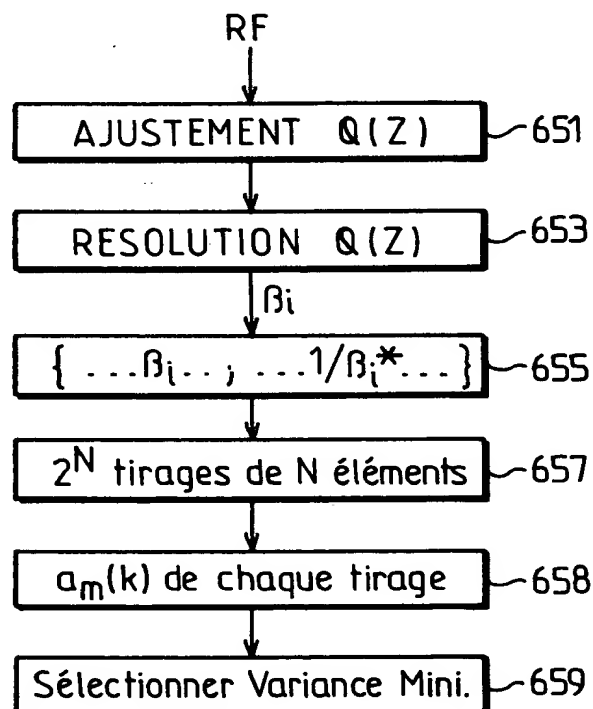


FIG.15

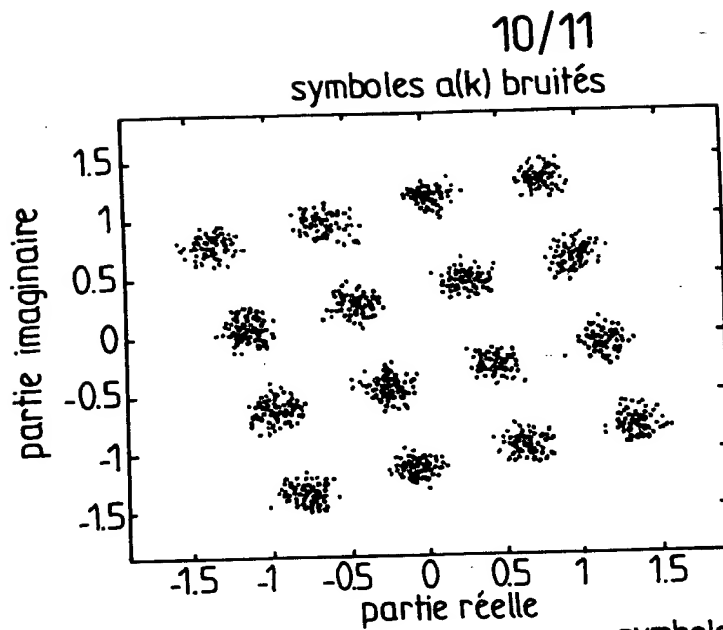


FIG.16

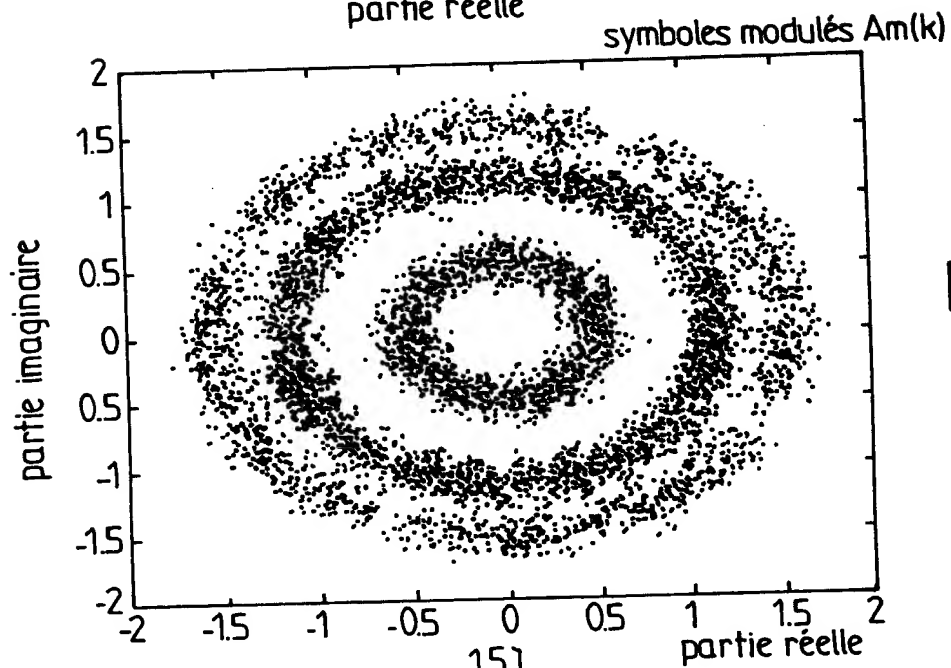


FIG.17

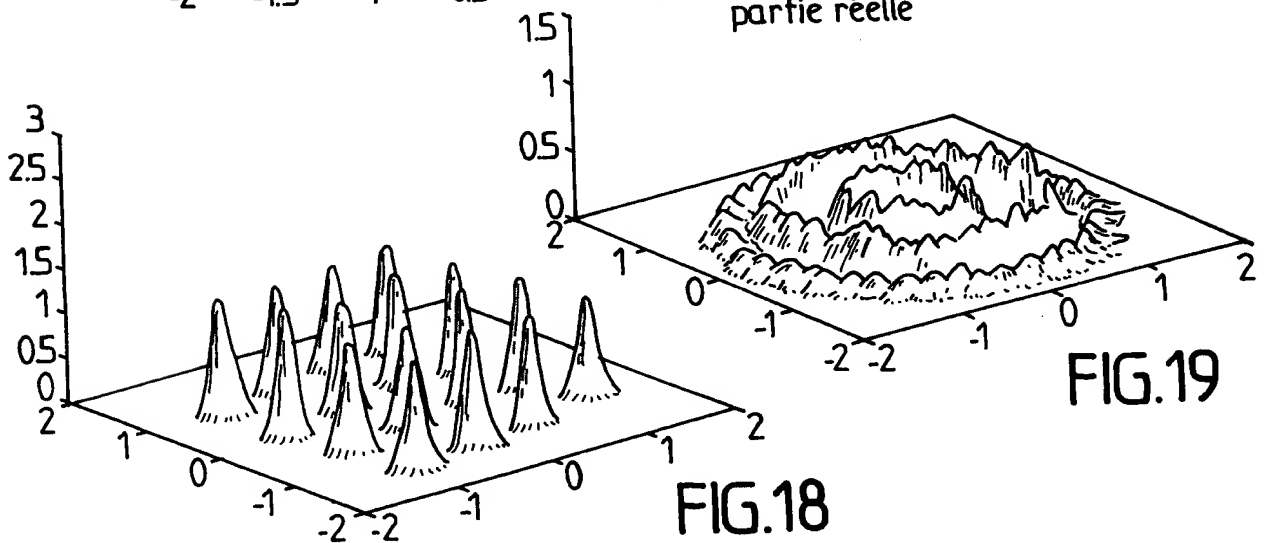


FIG.18

FIG.19

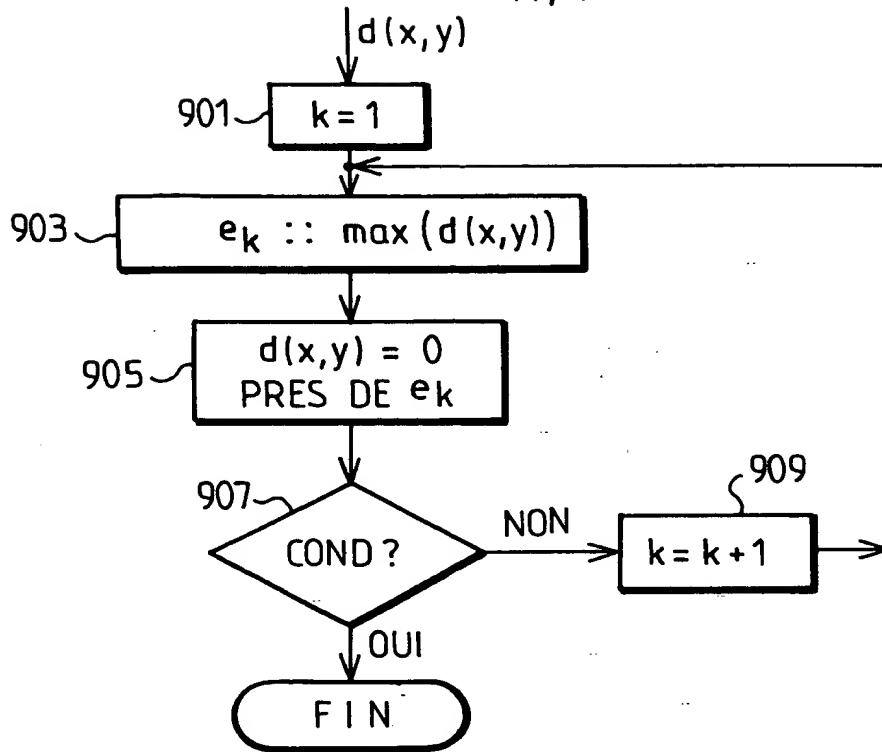


FIG. 20

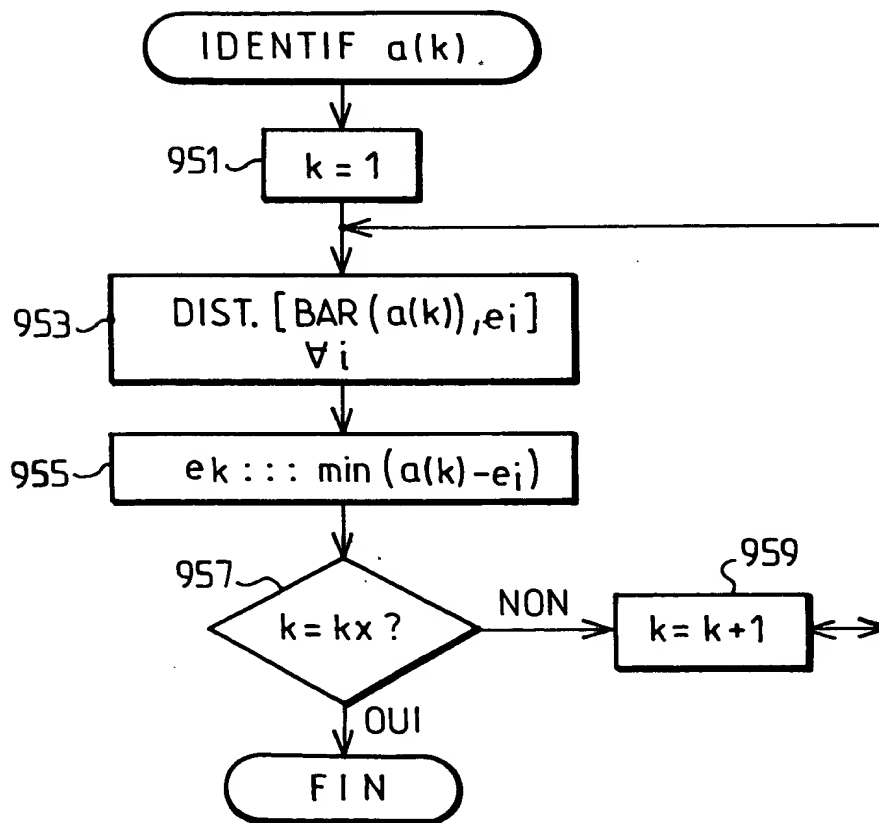


FIG. 21

This Page Blank (uspto)



22850

ARLINGTON, VIRGINIA 22202-4300
(703) 413-3000

DOCKET NO.: 210731US2

INVENTOR: Jean-Yves DELABBAYE, et al.